

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
Міністерство освіти і науки України

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
Міністерство освіти і науки України

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

Волошин Антон Олександрович

УДК 537.86+621.372+621.396.67+621.396.69

ДИСЕРТАЦІЯ

Мікромеханічно перелаштовувані антенні елементи НВЧ

Спеціальність 05.27.01 – "Твердотільна електроніка"

Подається на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук
Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей, результатів і
текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело _____

Науковий керівник – Прокопенко Юрій Васильович, доктор технічних наук, доцент

Київ – 2020

Анотація

Волошин А. О. Мікромеханічно перелаштовувані антенні елементи НВЧ. - Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук (доктора філософії) за спеціальністю 05.27.01 "Твердотільна електроніка". - Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, 2020.

Дисертаційна робота присвячена розробленню методів мікромеханічного перелаштування робочої частоти антенних елементів на основі діелектричних резонаторів та мікросмужкових ліній і встановленню закономірностей впливу електрофізичних та геометричних параметрів антенних елементів на частотні, енергетичні та випромінювальні характеристики антен.

Відмінною особливістю сучасних телекомунікаційних пристроїв та мобільних терміналів є використання декількох стандартів бездротового зв'язку, що призводить до збільшення числа одночасно підтримуваних частотних діапазонів. А отже проектування багатодіапазонних або перелаштовуваних селективних пристроїв є актуальною задачею сьогодення.

Мініатюризація засобів мобільного зв'язку посилює інтерес до антенних елементів, здатних легко розміщуватися в корпусі будь-якої форми і розміру. На сьогодні широко застосовуються два типи антен, які відповідають сучасним вимогам мікрохвильових засобів зв'язку: мікросмужкові та діелектричні резонаторні антени. Обидва типи антен досить схожі з точки зору функціонування, характеристик та механізмів збудження. Мікросмужкові антенні елементи, мають малі габаритні розміри і масу, низьку вартість, а також виготовляються за планарною технологією, що забезпечує високу повторюваність розмірів і сумісні з компонентами інтегральних схем. Проте з впровадженням нових стандартів бездротового зв'язку спостерігається тенденція переходу до міліметрового діапазону довжин хвиль, де втрати у металі значно зростають. У діелектричному резонаторі такі втрати відсутні, на відміну від мікросмужкового випромінювача, що забезпечує кращу ефективність випроміню-

вання. Діелектричні резонаторні антени (ДРА) мають високу діелектричну міцність, а отже можуть використовуватися для передачі більшої потужності. Оскільки матеріали ДРА мають високу діелектричну проникність, то розміри антенних елементів, які обернено пропорційно кореню квадратному від діелектричної проникності, менші ніж у інших антенних елементів. Крім того, термостабільна кераміка дозволяє антені працювати в широкому діапазоні температур. Таким чином, ДРА суміщають у собі низьку вартість, компактність і малі втрати та є перспективними для подальших досліджень.

Існує багато способів реалізації перелаштування мікросмужкових і діелектричних резонаторних антенних елементів. Порівняння способів перелаштування показує, що кожен з них має свої недоліки та переваги. Основною перевагою електричного, магнітного та оптичного способів є можливість інтеграції керуючих компонентів з мікропроцесорами та цифровими перетворювачами сигналів. Проте, у електричного способу перелаштування елементи керування вносять додаткові дисипативні втрати, що погіршують ефективність випромінювання та коефіцієнта корисної дії антени. Відомі способи магнітного перелаштування мають відносно низький діапазон перелаштування частоти, досить складні у виробництві, потребують прикладання зовнішнього магнітного поля, що значно ускладнює конструкцію антени та має високі енерговитрати. Оптичні методи на основі дискретних фотоелементів мають найнижчий діапазон перелаштування частоти, а використання плівок з органічних полімерів значно розширює діапазон та підвищує чутливість перелаштування частоти, але майже вдвічі погіршує ефективність випромінювання порівнюючи з металевим випромінювачем. Механічний спосіб не вносить додаткових втрат, але потребує переміщень, які недосяжні для п'єзоелектричних та електрострикційних рушіїв.

Альтернативним до існуючих є мікромеханічний спосіб перелаштування, що дозволяє поєднати переваги електричного та механічного способів за рахунок можливості використання сучасних електричних рушіїв, а також вирізняється відносно широким неперервним діапазоном перелаштування без погіршення власної добротності. На основі цього способу було реалізовано ряд перелаштовуваних резонансних

елементів, фільтрів та фазообертачів. Застосування мікромеханічного способу до антенних елементів не було досліджено раніше.

Для встановлення особливостей мікромеханічного перелаштування діелектричних резонаторів розглянуто систему з двох паралельних нескінченних діелектричних пластин з повітряним проміжком між ними, яка є найпростішою діелектричною резонансною структурою, що придатна для електромеханічного керування за допомогою електричних рушіїв.

Методом часткових областей аналітично розв'язано електродинамічну задачу для одновимірної діелектричної неоднорідності в термінах LM - та LE -мод. Проблему зведено до задачі на власні числа та власні вектори. Власні числа визначають резонансні частоти відповідних типів коливань, а власні вектори – амплітуди компонент електромагнітного поля в часткових областях.

Показано, що для перелаштування внаслідок мікропереміщень придатні тільки LM -моди, для яких характерна наявність ненульової компоненти електричного поля нормальної до границі поділу діелектрик-повітря. Переміщення діелектричних пластин призводить до суттєвого перерозподілу електромагнітного поля LM -мод і, як результат, до зміни інтегральних характеристик резонатора, зокрема резонансної частоти.

Для кількісної оцінки керованості характеристик одновимірного діелектричного резонатора введено поняття його ефективної діелектричної проникності, яка визначає таку діелектричну проникність однорідної структури, за якою резонансні частоти однорідної та неоднорідної структур співпадають, а відтак зміна ефективної діелектричної проникності визначає зміну резонансної частоти. Діапазон зміни цієї величини росте зі збільшенням відносної проникності діелектрика та зі зменшенням добутку хвильового числа, що визначає розподіл електромагнітного поля у площині паралельній пластині, на товщину діелектричної пластини. Отримано залежності ефективної діелектричної проникності від електрофізичних і геометричних параметрів одновимірного діелектричного резонатора. Показано, що ефективна діелектрична проникність для LM -мод може суттєво змінюватися внаслідок мікропереміщень пластин одна відносно одної.

Власна добротність LM -мод резонатора на основі одновимірної діелектричної неоднорідності збільшується на початкових ділянках перелаштування, а потім монотонно спадає, залишаючись більшою ніж у однорідного резонатора. Тому досліджений спосіб перелаштування не вносить додаткових втрат і, щонайменше, не знижує власну добротність резонатора.

Зменшення дисипативних втрат пов'язано з тим, що наявність повітряного проміжку між діелектричними пластинами призводить до перерозподілу електромагнітного поля на користь повітряного проміжку, у якому втрати, практично, відсутні. Оскільки зростання добротності та діапазон перелаштування резонансної частоти обумовлені одними й тими самими фізичними процесами, то фактори, які покращують характеристики перелаштування, призводять також до зростання точки максимуму власної добротності.

Проведено експериментальні та теоретичні дослідження тривимірних складених діелектричних резонаторів (СДР), придатних до мікромеханічного перелаштування. Підтверджено, що закономірності, які встановлено для одновимірного діелектричного резонатора справедливі і для тривимірного. Конструкцію циліндричного СДР вибрано таким чином, щоб для нижчої TE_{018} типу коливань електрична компонента поля була перпендикулярна границі поділу діелектрик-повітря. Діапазон та чутливість мікромеханічного перелаштування TE_{018} типу коливань СДР зростають зі збільшенням діелектричної проникності матеріалу та зі збільшенням відношення повздовжніх до поперечних розмірів резонатора. Зменшення геометричних розмірів СДР і перехід в більш високочастотний діапазон зменшує величину необхідних переміщень складових частин резонатора і в сантиметровому діапазоні довжин хвиль становить десятки мікрометрів, що дозволяє застосувати електромеханічний спосіб керування центральною частотою антени, побудованого на його основі.

Проведено дослідження мікромеханічно перелаштовуваних мікросмужкових резонаторів, як кінцевих навантажень мікросмужкової лінії. Перелаштування здійснювалося за рахунок переміщення сигнального електроду над підкладкою. Оскільки повітряний проміжок між електродом та підкладкою створює діелектричну неоднорідність так, що границя поділу повітря-діелектрик розташована перпендикулярно

вектору напруженості електричного поля, то переміщення сигнального електроду збурює власне електромагнітне поле і, як наслідок, зміщується резонансна частота.

Показано, що ефективна діелектрична проникність, яка визначає резонансну частоту, суттєво зменшується в результаті переміщення сигнального електроду на відстані у декілька відсотків від товщини підкладки. Діапазон зміни резонансної частоти можна збільшити шляхом збільшення діелектричної проникності підкладки мікросмужкової лінії (МСЛ). Виявлено, що чутливість перелаштування резонансної частоти до переміщень сигнального електрода може бути підвищено за рахунок зменшення висоти підкладки МСЛ та збільшення діелектричної проникності підкладки.

Встановлено, що зменшення відношення ширини до довжини резонатора підвищує чутливість резонансної частоти до переміщень та розширює діапазон перелаштування. Проте, вибір цих параметрів обумовлюється вимогами до ширини смуги перелаштування, в якій забезпечується необхідний коефіцієнт корисної дії.

Запропоновано схемну модель мікросмужкового резонатора, включеного як кінцеве навантаження лінії. Параметри компонентів схеми моделі знаходяться з розв'язку електродинамічної задачі двовимірним методом скінченних елементів. Результати, які отримано з аналізу схемної моделі, задовільно узгоджуються з тими, що отримано на основі строгої електродинамічної моделі та розв'язано тривимірним методом скінченних елементів. Використання схемної моделі дозволяє спростити процес проектування антенного елемента на основі такого резонатора та оптимізувати його характеристики.

Запропонований метод мікромеханічного перелаштування діелектричної резонансної та мікросмужкових антен дозволяє змінювати їх робочі частоти на декілька десятків відсотків відносно початкових значень за рахунок мікропереміщень складових частин резонатора. Неперервне перелаштування робочої частоти антени під час роботи може бути досягнуто п'єзоелектричними актюаторами. Закономірності впливу електрофізичних та геометричних параметрів перелаштовуваних резонансних елементів виконуються і для антенних компонентів на основі досліджених резонаторів.

Встановлено, що ефективність випромінювання антенних елементів підвищується внаслідок збільшення товщини повітряного проміжку між частинами перелаштовуваних резонансних елементів. Це пов'язано зі збільшенням власної добротності структури за рахунок перерозподілу енергії електромагнітного поля на користь повітряного проміжку, де практично немає втрат.

Для ДРА початкове значення ефективності за відсутності повітряного проміжку між частинами резонатора зменшується зі зростанням діелектричної проникності матеріалу, проте вона зростає під час перелаштування в більшій мірі ніж у резонаторів з меншою діелектричною проникністю. Відносний приріст ефективності випромінювання є більшим у випадку зростання відношення поперечного до повздовжнього розміру резонатора. А отже, умови підвищення чутливості до перелаштування робочої частоти також призводять до збільшення ефективності випромінювання ДРА.

Встановлено, що зворотні втрати в ДРА мають екстремальний характер, зменшуючись на початкових ділянках перелаштування та збільшуються після досягнення точки мінімуму. Такий характер залежності зворотних втрат обмежує діапазон перелаштування, в якому забезпечується задовільне узгодження фідера з випромінювачем та мінімально допустимий коефіцієнт корисної дії (ККД). Діапазон задовільного узгодження залежить від діелектричної проникності матеріалу СДР та розмірів хвилеводу. Враховуючи збільшення ефективності випромінювання під час збільшення робочої частоти, допустимий ККД можна забезпечити в більш широкому діапазоні зміни робочих частот.

Початкове значення ефективності випромінювання мікросмужкової антени (МСА) збільшується для антен, сформованих на підкладках з меншим значенням діелектричної проникності матеріалу. За рахунок збільшення повітряного проміжку між випромінювачем та підкладкою ефективна діелектрична проникність зменшується, то, поряд зі зменшення дисипативних втрат, це призводить до підвищення ефективності випромінювання під час перелаштування робочої частоти МСА.

Оскільки під час перелаштування робочої частоти МСА характеристичний опір випромінювача змінюється, то це може призводити до появи неузгодженості

характеристичних опорів випромінювача та фідера і зростання зворотних втрат, а отже зменшення ККД. Запропоновано метод знаходження оптимальної ширини фідера, яка забезпечує мінімальні зворотні втрати в заданому діапазоні перелаштування.

Показано, що розподіл електромагнітного поля в дальній зоні випромінювання є практично незмінним у процесі перелаштування робочої частоти розглянутих антенних елементів, а незначна зміна діаграми спрямованості зумовлено виключно деяким збільшення коефіцієнта підсилення, який визначається ефективністю випромінювання антени.

Наукова новизна роботи полягає в наступному:

1. Запропоновано метод перелаштування робочої частоти діелектричного резонаторного антенного елемента, оснований на перерозподілі електромагнітного поля внаслідок мікропереміщень складових частин резонатора та на відміну від існуючих методів забезпечує перелаштування частоти в діапазоні до 30 відсотків без внесення додаткових дисипативних втрат електромагнітної енергії.

2. Запропоновано метод перелаштування частотних характеристик мікросмужкового антенного елемента, оснований на збуренні електромагнітного поля та зміні ефективної діелектричної проникності резонансної структури внаслідок мікропереміщень випромінювача над підкладкою, який відрізняється від існуючих збереженням випромінювальних та енергетичних характеристик та забезпечує перелаштування робочої частоти антени на 30 і більше відсотків.

3. На основі аналітичного розв'язку електродинамічної задачі для одновимірної діелектричної неоднорідності встановлено закономірності перелаштування резонансної частоти за рахунок переміщення складових частин діелектричного резонатора. На основі аналізу впливу електрофізичних та геометричних параметрів на частотні та енергетичні характеристики резонатора сформульовано умови підвищення чутливості резонансної частоти до переміщень та розширення діапазону перелаштування частот. Встановлені закономірності узагальнено теоретичними та експериментальними дослідженнями тривимірних діелектричних резонансних структур.

4. Встановлено зв'язок діапазону перелаштування та чутливості зміни резонансної частоти до мікропереміщень сигнального електрода від параметрів мікросмужкового резонатора, як кінцевого навантаження мікросмужкової лінії. На основі теорії кіл з розподіленими параметрами запропоновано схемну модель мікросмужкового резонатора, що спрощує процес проектування антенного елемента та оптимізації його характеристики.

Практичне значення отриманих результатів:

1. Розроблені моделі дозволяють спростити вибір конструкцій діелектричного та мікросмужкового резонаторів, що є основою антенних елементів, та оцінити основні характеристики перелаштування у залежності від параметрів резонансного елемента.

2. Розроблено комплекс алгоритмів і обчислювальних процедур для моделювання та аналізу перелаштування частотних, енергетичних та випромінювальних характеристик антенних елементів, які дозволяють встановити залежності діапазону та чутливості перелаштування робочої частоти, зворотних втрат, ефективності випромінювання, ККД та діаграм спрямованості від параметрів конструкції

3. Запропоновані конструкції частотно-перелаштовуваних антенних елементів можуть застосовуватися у багатодіапазонних приймально-передавальних трактах комунікаційних систем.

4. Встановлені залежності впливу електрофізичних та геометричних параметрів антенних елементів на їх частотні та енергетичні характеристики дозволяють знайти оптимальні конструкції з точки зору забезпечення необхідного діапазону перелаштування робочої частоти з заданими вимогами до енергетичних характеристик.

5. Розроблені компоненти частотно-перелаштовуваних селективних приймально-передавальних трактів було впроваджено в компанії "Теском", Республіка Корея, у вимірювальній платформі для тестування систем бездротового зв'язку.

Ключові слова: мікрохвильовий антенний елемент, мікромеханічне перелаштування робочої частоти, діелектричний резонатор, мікросмужковий резонатор, ефективна діелектрична проникність.

Список публікацій здобувача:

1. А. А. Волошин, Б. Б. Працюк, и Ю. В. Прокопенко, "Особенности реализации алгоритма простого сопряжения Bluetooth-устройств", *Электроника и связь*, №4(57), с. 192-197, 2010 (включений до міжнародних наукометричних баз Scientific Indexing Services (SIS), Google scholar, Index Copernicus Journals Master List).
2. Б. Б. Працюк, А. А. Волошин, и Ю. В. Прокопенко, "Перестраиваемый кольцевой металлодиэлектрический резонатор", *Электроника и связь*, №3(56), с. 42-45, 2010 (включений до міжнародних наукометричних баз Scientific Indexing Services (SIS), Google scholar, Index Copernicus Journals Master List).
3. A. Voloshyn, Yu. Prokopenko, "Alteration and radiation characteristics of frequency tunable ring DRA," *Electronics and communications*, vol. 19, no. 5(82), pp. 17-21, 2014 (включений до міжнародних наукометричних баз Scientific Indexing Services (SIS), Google scholar, Index Copernicus Journals Master List).
4. А. А. Волошин, Н. А. Руда, Ю. В. Прокопенко, и Ю. М. Поплавко, "Частотно-перестраиваемая цилиндрическая диэлектрическая резонансная антенна, возбуждаемая волноводом", *Электроника и связь*, т. 19, № 6(83), с. 119-125, 2014 (включений до міжнародних наукометричних баз Scientific Indexing Services (SIS), Google scholar, Index Copernicus Journals Master List).
5. А. А. Волошин, Н. А. Руда, Ю. В. Прокопенко, та Ю. М. Поплавко, "Исследование частотных характеристик перестраиваемой микрополосковой антенной структуры", *Электроника и связь*, №4(81), с. 15-22, 2014 (включений до міжнародних наукометричних баз Scientific Indexing Services (SIS), Google scholar, Index Copernicus Journals Master List).
6. А. О. Волошин, А. С. Чернов, І. П. Голубєва, та інші, "Перелаштовуваний резонатор, як кінцеве навантаження мікросмужкової лінії", *Мікросистеми, Електроніка та Акустика*, № 4(24), с. 6-12, 2019 (включений до міжнародних наукометричних баз Scientific Indexing Services (SIS), Directory of Open Access Journals (DOAJ), Google scholar).
7. А. О. Волошин, А. С. Чернов, І. П. Голубєва, та інші, "Одновимірна неоднорідна діелектрична структура, як перелаштовуваний резонатор", *Мікросистеми, Електроніка та Акустика*, № 5(25), с. 6-17, 2019 (включений до міжнародних наукоме-

тричних баз Scientific Indexing Services (SIS), Directory of Open Access Journals (DOAJ), Google scholar).

8. А. О. Волошин, Ю. В. Прокопенко, та В. А. Казміренко, "Частотно-перестроювана діелектрична резонансна антена", *патент на корисну модель №130905*, Гру. 26, 2018, бюл. № 24.

9. А. О. Волошин, Ю. В. Прокопенко, та В. А. Казміренко, "Частотно-перелаштовувана мікросмужкова антена", *патент на корисну модель №135152*, Черв. 25, 2019, бюл. № 12.

10. A. Voloshyn, and Yu. Prokopenko, "Frequency-tunable ring dielectric resonator antenna excited by waveguide", in *Proc. 34th International Scientific Conf. Electronics and nanotechnology*, Kyiv, 2014, pp. 58-61.

11. A. A. Voloshyn, Yu. V. Prokopenko, and Yu. M. Poplavko, "Tunable cylindrical dielectric resonator antenna: designs and parameters", in *Proc. 23rd Int. Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology*, Sevastopol, 2013, pp. 620-621.

12. А. А. Волошин, Н. А. Руда, Ю. В. Прокопенко, и Ю. М. Поплавко, "Антенные элементы на основе многослойных диэлектрических структур", на *XIII междунаро. конф. Физика диэлектриков. Диэлектрики – 2014*, Санкт-Петербург, 2014, с. 162-165.

13. А. С. Чернов, А. О. Волошин, В. А. Казміренко, та Ю. В. Прокопенко, "Метод розрахунку характеристик ТЕ типів коливань смужкових ліній", на *міжнародному науково-технічному симпозиумі "Теоретичні та прикладні аспекти новітніх технологій інфокомунікацій"*, Вишків-Карпати-2019, с. Вишків Долинського району Івано-Франківської обл., 13 – 17 січня, 2019.

Abstract

Voloshyn A. A. Micromechanically tunable UHF antenna elements. – A qualifying scientific work as a manuscript.

The thesis for Ph.D. degree (technical sciences) on 05.27.01 specialty "solid-state electronics". - National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv, 2020.

The thesis is devoted to the development of methods of micromechanical tuning of the antenna elements operating frequency on the basis of dielectric resonators and microstrip lines and to establish dependencies of influence of electrophysical and geometric parameters of antenna elements on the frequency, energy and radiation characteristics of antennas.

A distinctive feature of modern telecommunications devices and mobile terminals is the use of several wireless standards, which leads to an increase in the number of simultaneously supported frequency bands. Therefore, designing multi-band or frequency tunable selective devices is an actual task.

Miniaturization of mobile communications enhances interest in antenna elements that can be easily placed in a body of any shape and size. There are two widely used types of antennas that meet the modern requirements of microwave communication: microstrip and dielectric resonator antennas. Both types of antennas are quite similar in terms of operation, characteristics and mechanisms of excitation. Microstrip antenna elements are small in size and weight, low quality, and are manufactured by planar technology, which ensures high reproducibility of sizes and is compatible with integrated circuit components. However, with the introduction of new wireless standards, there is a tendency to move to the millimeter wavelength range, where losses in metal are increasing significantly. In the dielectric resonator, such losses are absent, unlike the microstrip radiation element, which provides better radiation efficiency. Dielectric resonator antennas (DRA) have high dielectric strength and can, therefore, be used to transmit more power. Since DRA has a high dielectric constant, the dimensions of the antenna elements, which are inversely proportional to the root square of the dielectric constant, are smaller than other antenna elements. In addition, thermostable ceramics allow the antenna to operate over a wide temperature range. Thus, DRAs combine low cost, compactness and low cost and are promising for further research.

There are many ways to implement the frequency tuning microstrip and dielectric resonator antenna elements. Comparison of the frequency tuning methods shows that each of them has its disadvantages and advantages. The main advantage of electrical, magnetic and optical methods is the ability to integrate control components with microprocessors

and digital signal converters. However, in the electric tuning method, the controls bring in additional dissipative losses that impair the radiation efficiency and antenna efficiency. Known methods of magnetic tuning have a relatively low frequency tuning range, are quite sophisticated in production, require the application of an external magnetic field, which significantly complicates the design of the antenna and has high energy costs. Optical methods based on discrete photocells have the lowest frequency tuning range, and the use of films made from organic polymers significantly broadens the range and increases the sensitivity of frequency tuning, but almost twice undermines the effectiveness of radiation compared with metal radiator. The mechanical method makes no additional losses, but requires displacements that are inaccessible to piezoelectric and electrostrictive movers.

An alternative to the existing ones is the micromechanical frequency tuning method, which allows to combine the advantages of electrical and mechanical methods due to the possibility of using modern electric actuators, and also has a relatively wide continuous frequency tuning range without degradation. Based on this method, a number of adjustable resonant elements, filters and phase shifters were implemented. The application of the micromechanical method to antenna elements has not been studied before.

To determine the features of micromechanical tuning of dielectric resonators, a system of two parallel infinite dielectric plates with an air gap between them is considered, which is the simplest dielectric resonance structure suitable for electromechanical control using electric actuators.

The electrodynamic problem for one-dimensional dielectric heterogeneity is solved analytically in terms LM - and LE -modes using the method of partial domains. The problem is reduced to the problem of eigenvalues and eigenvectors. Eigenvalues determine the resonant frequencies of the corresponding types of oscillations, and eigenvectors determine the amplitudes of the electromagnetic field components in partial regions.

It is shown that only LM -modes, which are characterized by the presence of a non-zero electric field component normal to the dielectric-air border, are suitable for frequency tuning through micro-displacement. Moving dielectric plates leads to a significant

redistribution of the electromagnetic field of the LM -modes and, as a result, to the change of the integral characteristics of the resonator, in particular the resonant frequency.

To quantify the tunability of the characteristics of a one-dimensional dielectric resonator, the concept of its effective dielectric permittivity was introduced, which defines the dielectric constant of a homogeneous structure by which the resonant frequencies of homogeneous and non-homogeneous structures coincide, and therefore the change in the effective dielectric constant determines the change in resonance frequency. The range of this value grows with increasing relative permittivity of the dielectric and with decreasing product of the wave number, which determines the distribution of the electromagnetic field in the plane of the parallel plate, by the thickness of the dielectric plate. The dependences of the effective dielectric permittivity on the electrophysical and geometric parameters of a one-dimensional dielectric resonator were obtained. It is shown that the effective dielectric permittivity for the LM -modes can be changed significantly by the micro-displacements of the plates relative to each other.

The unloaded Q -factor of the LM -modes of the resonator on the basis of one-dimensional dielectric heterogeneity increases in the initial regions of the tuning and then decreases monotonically, remaining larger than that of the homogeneous resonator. Therefore, the investigated frequency tuning method does not introduce additional losses and, at least, does not reduce the unloaded Q -factor of the resonator.

The reduce in dissipative losses is due to the fact that the presence of an air gap between the dielectric plates leads to a redistribution of the electromagnetic field from dielectric to air region where are practically no losses. Since the growth of Q -factor and the range of resonance frequency tuning are caused by the same physical processes, factors that improve the tuning characteristics also lead to an increase in the maximum Q -factor.

Experimental and theoretical studies of three-dimensional composite dielectric resonators (CDRs) suitable for micromechanical tuning is performed. It is confirmed that the dependencies established for a one-dimensional dielectric resonator are valid for a three-dimensional one. The design of the cylindrical CDR is chosen so that for the lower TE_{018} mode of oscillations the electric component of the field is perpendicular to the dielectric-air border. The range and sensitivity of micromechanical tuning of the TE_{018} mode

of CDR oscillations increase with increasing the dielectric permittivity of the material and with increasing the ratio of the longitudinal to transverse dimensions of the resonator. Reducing the geometric dimensions of the CDR and moving to a higher frequency range reduces the value of required displacements of the resonator components and in the centimeter wavelength range is tens of micrometers, which allows to apply the electromechanical method of controlling the central frequency of the CDR based antenna.

The study of micromechanically tunable microstrip resonators turned on as the final load of the microstrip line was performed. The frequency tuning is carried out by micromechanic movements of the signal electrode above the substrate. Since the air gap between the signal electrode and the substrate creates a dielectric heterogeneity such that the air-dielectric border is placed perpendicular to the electric field vector, the movement of the signal electrode perturbs its own electromagnetic field and, as a result, shifts the resonant frequency.

It is shown that the effective dielectric permittivity, which determines the resonant frequency, is significantly reduced by moving the signal electrode at a distance of several percent from the thickness of the substrate. The resonant frequency tuning range can be increased by increasing the dielectric permittivity of the microstrip line (MSL) substrate material. It is found that the resonance frequency sensitivity to signal electrode displacements can be increased by reducing the height of the MSL substrate and increasing the substrate dielectric permittivity.

It is found that decreasing the width-to-length ratio of the resonator increases the resonance frequency sensitivity to displacements and widens the tuning range. However, the choice of these parameters is conditioned by the tuning bandwidth requirements, which provides the required efficiency.

A circuit model of a microstrip resonator turned on as the final load of the microstrip line is proposed. The parameters of the circuit model components are obtained from the solution of the electrodynamic problem by the two-dimensional finite element method. The results obtained from the circuit model analysis are in good agreement with those obtained on the basis of a rigorous electrodynamic model and solved by the three-

dimensional finite element method. Using the circuit model simplifies the process of designing antenna element based on such a resonator and optimizes its characteristics.

The proposed method of micromechanical tuning of dielectric resonator and microstrip antenna elements allows to change their operating frequencies by several tens of percent relative to the initial values due to the micro-movements of the resonator components. Continuous tuning of the operating frequency of the antenna can be achieved by piezoelectric actuators. The dependencies of the influence of electrophysical and geometric parameters of the tunable resonant elements are also fulfilled for antenna components based on the investigated resonators.

It is established that the radiation efficiency of antenna elements increases due to the increase in the thickness of the air gap between the parts of the tunable resonant elements. This is due to an increase in the unloaded Q-factor of the structure because of the redistribution of the electromagnetic field energy in favor of an air gap where are practically no losses.

For DRA, the initial value of the radiation efficiency without an air gap between the resonator parts is less with higher dielectric permittivity of the material, but it grows up while tuning more than resonators with less dielectric permittivity. The relative grow in radiation efficiency is greater while the ratio of transverse to longitudinal dimensions of the resonator increases. Therefore, conditions of increasing sensitivity to the operating frequency tuning also lead to an increase in the DRA radiation efficiency.

It is found that the reflective losses in DRA are extreme in nature, decreasing in the in the initial regions of the tuning and then increasing after reaching the minimum point. This nature of the reflective losses limits the tuning range, which ensures acceptable matching between feeder and radiator and the minimum allowable total antenna efficiency. The range of acceptable matching depends on the dielectric permittivity of the CDR material and the size of the waveguide. Given the radiation efficiency increase while the operating frequency tuning, the allowable total antenna efficiency can be ensured over a wider operating frequencies range.

The initial value of the radiation efficiency of the microstrip antenna (MSA) is increased for antennas formed on substrates with a smaller value of the dielectric permittivi-

ty of the material. By increasing the air gap between the signal electrode and the substrate, the effective dielectric permittivity decreases, which, together with the reduction of dissipative losses, results in the radiation efficiency increase while the MSA operating frequency tuning.

Since the input impedance of the radiating element changes while tuning the operating frequency of the MSA, this can lead to the mismatch of the radiating element with the exciting feeder and an increase in reflective losses, and hence a decrease in the total antenna efficiency. The method of finding the optimal width of the feeder, which provides minimal reflective losses in a given tuning range, is proposed.

It is shown that the distribution of the electromagnetic field in the far-field area remains almost the same while tuning the operating frequency of the antenna elements, and a slight change in the radiation pattern is caused solely by some increase in the gain, which is determined by the radiation efficiency.

The scientific novelty of the thesis is as follows:

1. The proposed method of tuning the operating frequency of the dielectric resonator antenna element, based on the redistribution of the electromagnetic field due to micro-displacements of the composite parts of the resonator and, unlike existing methods, allows you to alter the operating frequency up to 30 percent without additional dissipative losses of electromagnetic energy.
2. The proposed method of frequency tuning of the microstrip antenna element, based on the perturbation of the electromagnetic field and the change of the effective dielectric permittivity of the resonant structure due to the micro-displacements of the radiator above the substrate, which differs from the existing methods by preserving the radiation and energy characteristics and provides a tuning range of the operating frequency of the antenna by 30 percent or more.
3. Based on the analytical solution of electrodynamic problems for one-dimensional dielectric heterogeneity, the dependencies of resonance frequency tuning due to the displacement of composite parts of the dielectric resonator are established. Based on the analysis of the influence of electrophysical and geometrical parameters on the frequency and energy characteristics of the resonator, the conditions for increasing the resonance fre-

quency sensitivity to displacements and broadening the frequency tuning range are formulated. The established dependencies are generalized by theoretical and experimental studies of three-dimensional dielectric resonance structures.

4. The relation between the tuning range and the sensitivity of the resonant frequency change to the micro-displacements of the signal electrode from the parameters of the microstrip resonator turned on as the final load of the microstrip line was established. Based on the theory of distributed circuits, a circuit model of a microstrip resonator is proposed, which simplifies the process of designing antenna element based on such a resonator and optimizes its characteristics.

The practical significance of the obtained results are:

1. The developed models allow to simplify the design of the resonator, which is the basis of the antenna element, and to evaluate the basic tuning characteristics, depending on the resonant element parameters.

2. The developed complex of algorithms and computational procedures for modeling and analysis of frequency, energy and radiation characteristics of antenna elements, allows to establish the dependencies of the range and sensitivity of operating frequency tuning, reflective losses, radiation efficiency, total efficiency and radiation patterns on antenna design parameters.

3. The proposed designs of frequency-tuned antenna elements can be used in multi-band transceivers of communication systems.

4. The established dependences of the influence of the electrophysical and geometric parameters of the antenna elements on their frequency and energy characteristics make it possible to find the optimal structures in terms of providing the required range of frequency tuning with the specified requirements for energy characteristics.

5. The developed components of frequency-tuned selective transceivers were implemented at Tescom Co., Republic of Korea, in a measurement platform for testing wireless communication systems.

Keywords: microwave antenna element, micromechanical frequency tuning, dielectric resonator, microstrip resonator, effective dielectric permittivity.

Зміст

Зміст	19
Перелік умовних позначень, скорочень і термінів	21
Вступ	22
1. Способи перелаштування частотних характеристик мікрохвильових антенних елементів	30
1.1. Характеристики та параметри антенних елементів	31
1.1.1. Частотні характеристики	31
1.1.2. Енергетичні характеристики	32
1.1.3. Випромінювальні характеристики	33
1.2. Типи антенних елементів НВЧ	34
1.3. Класифікація способів перелаштування частотних характеристик антенних елементів	37
1.3.1. Способи перелаштування частотних характеристик мікросмужкових антенних елементів	39
1.3.2. Способи перелаштування частотних характеристик діелектричних резонаторних антенних елементів	44
1.4. Висновки до розділу	50
2. Мікромеханічне перелаштування резонансних частот діелектричних резонаторів	52
2.1. Одновимірна діелектрична неоднорідність як найпростіший перелаштовуваний діелектричний резонатор	53
2.2. Конструкція мікромеханічно перелаштовуваного діелектричного резонатора	68
2.3. Методи дослідження	69
2.4. Зв'язок параметрів резонатора з характеристиками перелаштування	76
2.5. Висновки до розділу	79
3. Перелаштовувані мікросмужкові резонатори, як кінцеве навантаження мікросмужкової лінії	81

3.1. Конструкція та характеристики	81
3.2. Схемна модель мікросмужкового резонатора.....	88
3.3. Висновки до розділу.....	95
4. Антенні елементи на перелаштовуваних діелектричних та мікросмужкових резонаторах	97
4.1. Антенні елементи на основі діелектричних резонаторів	97
4.1.1. Особливості збудження перелаштовуваних діелектричних резонаторних антен	97
4.1.2. Перелаштовувана діелектрична антена, що збуджена хвилеводом	100
4.2. Перелаштовувані мікросмужкові антенні елементи.....	106
4.3. Висновки до розділу.....	114
Висновки з роботи.....	116
Список використаних джерел	119

Перелік умовних позначень, скорочень і термінів

ДР	– діелектричний резонатор
ДРА	– діелектрична резонаторна антена
ДС	– діаграма спрямованості
ЕМА	– електрично мала антена
ІС	– інтегральна схема
КП	– коефіцієнт підсилення
КСХН	– коефіцієнт стоячої хвилі по напрузі
КСД	– коефіцієнт спрямованої дії
ККД	– коефіцієнт корисної дії
ЛП	– лінія передачі
МЕМС	– мікроелектромеханічна система
МСА	– мікросмужкова антена
МСЕ	– метод скінченних елементів
МСЛ	– мікросмужкова лінія
МЧО	– метод часткових областей
НВЧ	– надвисокі частоти
ДВЧ	– дуже високі частоти
УВЧ	– ультра високі частоти
КВЧ	– край високі частоти
СЕ	– скінченний елемент
СДР	– складений діелектричний резонатор
<i>TE</i>	– поперечна електрична мода
<i>TM</i>	– поперечна магнітна мода
<i>LE</i>	– повздовжня електрична мода
<i>LM</i>	– повздовжня магнітна мода

Вступ

Актуальність теми. Невпинний розвиток та мініатюризація засобів мобільного зв'язку посилив інтерес до елементів приймально-передавальних трактів комунікаційних систем, здатних легко розміщуватися в корпусі будь-якої форми і розміру. У той же час використання декількох стандартів бездротового зв'язку в одному пристрої призводить до збільшення числа одночасно підтримуваних частотних діапазонів, наприклад у телефонах стандарту GSM використовуються діапазони: 0,89 – 0,96 ГГц, 1,71 – 1,88 ГГц та 1,85 – 1,99 ГГц. А в сучасних мобільних пристроях є актуальною підтримка частотних діапазонів, відведених для бездротових мереж та технологій передачі даних: Bluetooth (2,402 – 2,48 ГГц), Wi-Fi (2,402 – 2,48 ГГц, 3,657 – 3,692 ГГц, 4,94 – 4,99 ГГц, 5,035 – 5,825 ГГц) та LTE (0,45 – 3,7 ГГц). Виходячи з цих вимог, з'являється необхідність у проектуванні багатодіапазонних або селективних пристроїв [1], [2], [3] малих розмірів, здатних перелаштовуватися під частотні характеристики усіх необхідних стандартів бездротового зв'язку.

Антенні елементи є невід'ємною частиною приймально-передавальних пристроїв, що одночасно з формуванням діаграм спрямованості поєднують в собі функції входних фільтрів. Оскільки переважна кількість сучасних антенних елементів є вузькосмуговими [4], то одночасна підтримка декількох частотних діапазонів може бути пов'язана із використанням окремих антенних елементів, що відрізняються діапазоном робочих частот. Використання перелаштовуваних антенних елементів дозволяє приймально-передавальним пристроям працювати у різних частотних діапазонах, тим самим спростивши конструкції, зменшивши його розміри і витрати на виробництво. Розробка перелаштовуваних антенних елементів, що задовольняють сучасним вимогам є актуальним завданням.

На сьогодні широко застосовуються два типи антен, які відповідають сучасним вимогам мікрохвильових засобів зв'язку: мікросмужкові [5] та діелектричні резонаторні антени (ДРА) [6]. Обидва типи антен досить схожі з точки зору функціонування, характеристик та механізмів збудження [7]. Головною перевагою мікросмужкових антен є легкість інтеграції з компонентами інтегральних схем на одній пі-

дкладці, що спрощує технологію їх виготовлення та забезпечує високу повторюваність геометричних та фізико-топологічних параметрів. Мікросмужкові антенні елементи широко застосовуються у пристроях з відносно низькою потужністю сигналів, зокрема мобільних терміналах. ДРА можна застосовувати у високо потужних пристроях, наприклад базових передавальних станціях. Крім цього, ДРА спроможні працювати на високих частотах, включаючи міліметровий діапазон хвиль, де використання мікросмужкових антенних елементів є проблематичним внаслідок великих дисипативних втрат. Тому у роботі досліджуються способи перелаштування мікросмужкових та діелектричних резонаторних антенних елементів.

Існує багато способів реалізації перелаштування мікросмужкових і діелектричних резонаторних антенних елементів. Як перелаштовувані елементи широко застосовуються напівпровідникові компоненти (варактори [8], [9] $p-i-n$ діоди [10], [11]), що забезпечує високу швидкодію, простоту реалізації і невеликі розміри. Проте такі елементи вносять додаткові втрати під час перелаштування та демонструють обмежений діапазон або дискретне перелаштування робочої частоти. Магнітні способи дозволяють неперервне перелаштування робочої частоти у невеликому діапазоні [12], [13], але потребують зовнішніх джерел магнітного поля, що ускладнює конструкцію та підвищує енерговитрати. Недоліком оптичних способів [14], [15] є деградація енергетичних та випромінювальних характеристик антенного елемента.

Альтернативним до існуючих є мікромеханічний спосіб перелаштування [16], перевагами якого є відносно широкий неперервний діапазон перелаштування без погіршення власної добротності. На основі цього способу було реалізовано ряд перелаштовуваних резонансних елементів, фільтрів та фазообертачів. Застосування його до антенних елементів не було досліджено раніше.

Тому актуальним залишається завдання комплексного вивчення фізики явищ, що виникають у процесі мікромеханічного перелаштування характеристик мікрохвильових антенних елементів, пошук конструкцій з високою чутливістю робочої частоти до мікропереміщень, впливу параметрів конструкції на діапазон перелаштування, енергетичні та випромінювальні характеристики.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.

Виконані у роботі дослідження проводилися на кафедрі електронної інженерії факультету електроніки Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» відповідно до програми наукових досліджень кафедри, включаючи НДР "Мікромеханічно перелаштовувані антенні елементи НВЧ", реєстраційний номер 0119U101234, обліковий номер 0219U101644 та НДР "Мікромеханічно перелаштовувані резонансні елементи НВЧ на основі копланарних та щільових ліній", реєстраційний номер 0119U101241, обліковий номер 0219U101911.

Частина результатів, що представлено у роботі, було отримано під час співпраці з науково-дослідницьким центром компанії "Теском", м. Ільсан, Республіка Корея, згідно з угодою про співпрацю між Національним технічним університетом України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» та компанією "Теском".

Метою дисертаційної роботи є розроблення методів мікромеханічного перелаштування робочої частоти антенних елементів на основі діелектричних резонаторів та мікросмужкових ліній і встановлення закономірностей впливу електрофізичних та геометричних параметрів антенних елементів на частотні, енергетичні та випромінювальні характеристики антен.

Для досягнення поставленої мети розв'язуються наступні **задачі**:

1. Розроблення теоретичних та експериментальних методів дослідження характеристик антенних елементів на основі перелаштовуваних діелектричних та мікросмужкових резонаторів.
2. Проведення досліджень впливу електрофізичних та геометричних параметрів діелектричних та мікросмужкових резонансних елементів на їх частотні і енергетичні характеристики та встановлення факторів, що забезпечують підвищення чутливості резонансної частоти до переміщень складових частин та розширення частотного діапазону перелаштування.

3. Проведення дослідження залежності частотних, енергетичних та випромінювальних характеристик перелаштовуваних антенних елементів від їх електрофізичних та геометричних параметрів.

Об'єктом дослідження є мікромеханічно перелаштовувані антенні елементи на основі діелектричних та мікросмужкових резонаторів.

Предмет дослідження є частотні, енергетичні та випромінювальні характеристики перелаштовуваних антенних елементів на основі діелектричних та мікросмужкових резонаторів.

Методика наукових досліджень включає методи аналізу та синтезу мікрохвильових пристроїв, чисельні методи для розв'язання електродинамічних задач розрахунку електромагнітного поля і інтегральних характеристик резонансних та антенних елементів, експериментальні методи вимірювання характеристик мікрохвильових кіл та антенних елементів, методи обробки експериментальних даних. Достовірність отриманих результатів підтверджується узгодженням розрахованих за допомогою запропонованих методик характеристик відомих конструкцій з літературними даними та теоретичними і експериментальними результатами.

Наукова новизна одержаних результатів.

1. Запропоновано метод перелаштування робочої частоти діелектричного резонаторного антенного елемента, оснований на перерозподілі електромагнітного поля внаслідок мікропереміщень складових частин резонатора та на відміну від існуючих методів забезпечує перелаштування частоти в діапазоні до 30 відсотків без внесення додаткових дисипативних втрат електромагнітної енергії.

2. Запропоновано метод перелаштування частотних характеристик мікросмужкового антенного елемента, оснований на збуренні електромагнітного поля та зміні ефективної діелектричної проникності резонансної структури внаслідок мікропереміщень випромінювача над підкладкою, який відрізняється від існуючих збереженням випромінювальних та енергетичних характеристик та забезпечує перелаштування робочої частоти антени на 30 і більше відсотків.

3. На основі аналітичного розв'язку електродинамічної задачі для одновимірної діелектричної неоднорідності встановлено закономірності перелаштування резонан-

сної частоти за рахунок переміщення складових частин діелектричного резонатора. На основі аналізу впливу електрофізичних та геометричних параметрів на частотні та енергетичні характеристики резонатора сформульовано умови підвищення чутливості резонансної частоти до переміщень та розширення діапазону перелаштування частот. Встановлені закономірності узагальнено теоретичними та експериментальними дослідженнями тривимірних діелектричних резонансних структур.

4. Встановлено зв'язок діапазону перелаштування та чутливості зміни резонансної частоти до мікропереміщень сигнального електрода від параметрів мікросмужкового резонатора, як кінцевого навантаження мікросмужкової лінії. На основі теорії кіл з розподіленими параметрами запропоновано схемну модель мікросмужкового резонатора, що спрощує процес проектування антенного елемента та оптимізації його характеристики.

Практичне значення отриманих результатів.

1. Розроблені моделі дозволяють спростити вибір конструкцій діелектричного та мікросмужкового резонаторів, що є основою антенних елементів, та оцінити основні характеристики перелаштування у залежності від параметрів резонансного елемента.

2. Розроблено комплекс алгоритмів і обчислювальних процедур для моделювання та аналізу перелаштування частотних, енергетичних та випромінювальних характеристик антенних елементів, які дозволяють встановити залежності діапазону та чутливості перелаштування робочої частоти, зворотних втрат, ефективності випромінювання, ККД та діаграм спрямованості від параметрів конструкції

3. Запропоновані конструкції частотно-перелаштовуваних антенних елементів можуть застосовуватися у багатодіапазонних приймально-передавальних трактах комунікаційних систем.

4. Встановлені залежності впливу електрофізичних та геометричних параметрів антенних елементів на їх частотні та енергетичні характеристики дозволяють знайти оптимальні конструкції з точки зору забезпечення необхідного діапазону перелаштування робочої частоти з заданими вимогами до енергетичних характеристик.

5. Розроблені компоненти частотно-перелаштовуваних селективних приймально-передавальних трактів було впроваджено в компанії "Теском", Республіка Корея, у вимірювальній платформі для тестування систем бездротового зв'язку.

Особистий внесок здобувача.

У дисертаційній роботі узагальнені результати досліджень, які виконані здобувачем особисто, а також спільно з Ю. В. Прокопенко, Ю. М. Поплавко, В. А. Казміренко, Б.Б. Працюком, А. С. Черновим, Н. А. Рудою та І. П. Голубєвою. Основні теоретичні положення і результати дисертації розроблено і отримано автором самостійно. У роботах, опублікованих із співавторами, дисертант брав безпосередню участь на етапі постановки проблем і задач, розробці математичних моделей та алгоритмів розрахунку, а також інтерпретації отриманих результатів, їх аналізу та узагальнення. Зокрема, у роботі [19] здобувачем сформульовані вимоги до елементів приймально-передавальних трактів комунікаційних систем при реалізації алгоритму простого сполучення Bluetooth пристроїв у тестері ТС-3000С; у роботі [20] проведено аналіз частотних характеристик метало-діелектричних структур та узагальнення результатів дослідження; у роботах [21], [22], [27], [28] сформульовано проблему та задачі розробки перелаштовуваних антенних елементів на основі складених діелектричних резонаторів, розроблено програмний комплекс для розрахунку резонансної частоти діелектричного резонатора, проведено аналіз частотних, енергетичних та випромінювальних характеристик антенних елементів та узагальнення їх залежностей від електрофізичних та геометричних параметрів діелектричного резонатора; у роботі [23] реалізовано методи розрахунків та проведено аналіз впливу фізичних і геометричних параметрів мікросмужкової антенної структури на перелаштування центральної частоти та випромінювальні характеристики; у роботі [24] реалізовано метод розрахунку ефективної діелектричної проникності перелаштовуваної мікросмужкової лінії, проведено аналіз залежностей частот резонаторів від геометричних та електрофізичних параметрів, запропоновано схемну модель мікросмужкового резонатора, як кінцевого навантаження лінії передачі; у роботі [25] аналітично розв'язано електродинамічну задачу для одновимірної діелектричної структури, проведено аналіз залежностей частот, добротностей та розподілу електромагнітного поля діе-

лектричних резонаторів від геометричних та електрофізичних параметрів, експериментальні дослідження; у роботі [17] – розроблено математичну модель частотно-перестроюваної діелектричної резонансної антени та алгоритм розрахунку, проведено аналіз характеристик антени; у роботі [18] сформульовано проблему та задачі розробки перелаштовуваних антенних елементів на основі мікросмужкових ліній, проведено аналіз частотних, енергетичних та випромінювальних характеристик антенних елементів та узагальнення їх залежностей від електрофізичних і фізико-топологічних параметрів випромінювача та діелектричної підкладки; у роботі [29] – запропоновано антенні елементи на основі багатошарових діелектричних структур, проведено порівняння частотних та енергетичних характеристик антенних елементів та узагальнені результати дослідження; у роботі [30] – реалізовано метод розрахунку ефективної діелектричної проникності та характеристичного опору смужкових ліній довільного поперечного перерізу розташованих в неоднорідному середовищі.

Матеріали публікацій [19]...[23] були використані співавторами дисертанта в таких кваліфікаційних роботах:

- Працюк Б. Б. Фільтри НВЧ на складених діелектричних резонаторах. – дис. ... канд. техн. наук. – 05.27.01 – твердотільна електроніка. – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, 2012.

- Прокопенко Ю. В. Мікрохвильові діелектричні структури з мікромеханічним перелаштуванням частотних і фазових характеристик. – дис. ... докт. техн. наук. – 05.27.01 – твердотільна електроніка. – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, 2016.

Апробація результатів дисертації.

Основні результати дисертації доповідались та обговорювались на: 34-ій міжнародній науково-технічній конференції «Електроніка і нанотехнології» (2014 р., м. Київ); 23-ій міжнародних конференціях "НВЧ техніка і телекомунікаційні технології «КриМіКо» (2013 р., м. Севастополь); 13-ій міжнародній конференції «Фізика діелектриків» (2013 р., м. Санкт-Петербург, Росія); на міжнародному науково-технічному симпозіумі «Теоретичні та прикладні аспекти новітніх технологій інфокомунікацій», (2019 р., с. Вишків Долинського району Івано-Франківської обл.).

Публікації. Основні наукові результати дисертації висвітлено у 7 статтях [19]...[25] у виданнях, включених до переліку наукових фахових видань України, у 2 патентах [17], [18] та у матеріалах 4 міжнародних конференцій [27]...[30].

Розділи дисертації. Дисертація складається зі вступу, 4 розділів з підсумками і висновками, викладених на 132 сторінках машинописного тексту, списку використаних джерел з 120 публікацій вітчизняної і зарубіжної літератури. Робота включає 57 ілюстрацій, 1 таблицю і 2 додатка.

1. Способи перелаштування частотних характеристик мікрохвильових антенних елементів

Пристрої НВЧ і антени відіграють важливу роль при вирішенні багатьох практичних завдань в таких областях, як організація радіозв'язку, радіолокація, радіонавігація, телерадіомовлення та інших. Антено-фідерні пристрої, що забезпечують передачу та прийом електромагнітних хвиль, – невід'ємна частина будь-якої системи мобільного зв'язку. Поряд з виконанням основних функцій сучасні антени виконують найважливіші функції просторової та частотної фільтрації радіосигналів, забезпечуючи спрямованість дії радіосистем [2]. Допустимі розміри, конструктивні рішення і технологія виробництва антенних елементів визначають фундаментальні обмеження, що накладаються на характеристики комунікаційних систем в цілому.

Особливістю сучасних телекомунікаційних пристроїв є використання декількох стандартів бездротового зв'язку, що призводить до збільшення числа одночасно підтримуваних частотних діапазонів. Наприклад в телефонах стандарту GSM використовуються діапазони: 0,89 – 0,96 ГГц, 1,71 – 1,88 ГГц та 1,85 – 1,99 ГГц. Крім цього мобільні пристрої підтримують частотні діапазони інших бездротових мереж та технологій передачі даних: Bluetooth (2,402 – 2,48 ГГц), Wi-Fi (2,402 – 2,48 ГГц, 3,657 – 3,692 ГГц, 4,94 – 4,99 ГГц, 5,035 – 5,825 ГГц) та LTE (0,45 – 3,7 ГГц) та інших. Тому стає актуальним проектування багатодіапазонних або перелаштовуваних селективних пристроїв [1], [2], [3], здатних підтримувати частотні характеристики необхідних стандартів бездротового зв'язку.

Відомі конструкції антен, що працюють в декількох діапазонах одночасно [32], [33]. Подібні антени можуть забезпечувати роботу в декількох діапазонах, але не мають механізмів управління і не можуть перелаштовуватися на інші діапазони частот. Використання перелаштовуваних антенних елементів може сприяти спрощенню конструкцій та покращенню масо-габаритних показників.

В цьому розділі розглядаються основні характеристики та параметри антенних елементів та способи їх перелаштування.

1.1. Характеристики та параметри антенних елементів

Робота антен в складі комунікаційних систем оцінюється за двома показниками: характеристики та параметри. Характеристика – це функціональна залежність будь-яких величин, що характеризують антену, від просторових координат або від частоти, якщо функціональної залежності немає, то таку величину називають параметром [32]. Відповідно до теореми взаємності, одну і ту ж антену допустимо використовувати в якості передаючої і приймаючої: їх характерні властивості та параметри залишаються в обох випадках однаковими. А отже можна говорити про подвійність антен.

Більшість характеристик і параметрів антен вводяться для дальньої зони і пов'язані з полем випромінювання антени. Межа дальньої зони визначається співвідношенням розмірів антени і довжини хвилі:

$$r \gg 2 \frac{a^2}{\lambda},$$

де r – відстань від фазового центру антени, a – максимальний габаритний розмір антени, λ – довжина хвилі.

Основні характеристики та параметри антен можна умовно поділити на три групи: частотні, енергетичні та випромінювальні характеристики [35].

1.1.1. Частотні характеристики

Основною частотною характеристикою є робочій діапазон частот або ширина смуги пропускання антени – це інтервал частот від f_{\min} до f_{\max} , в межах якого параметри антени не виходять із заданих технічними умовами значень [37].

$$\frac{\Delta f}{f} = 2 \left(\frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_{\max} + f_{\min}} \right) \cdot 100\%.$$

де f – значення центральної частоти антенні, що зазвичай є резонансною частотою, f_{\max} , f_{\min} – максимальна та мінімальна частоти робочого діапазону антени відповідно.

но, які, як правило, визначають на рівні 3 дБ вище ніж коефіцієнт відбиття на вході фідера на центральній частоті.

Якщо $\frac{\Delta f}{f} < 10\%$, то антену називають вузькосмуговою, за умови $10\% < \frac{\Delta f}{f} < 50\%$ антену називають широкосмуговою, а у випадку, коли $50\% < \frac{\Delta f}{f} < 100\%$, антену називають надширокосмуговою. За умови $\frac{\Delta f}{f} > 100\%$ антену називають діапазонною.

1.1.2. Енергетичні характеристики

Основним енергетичним параметром антени є коефіцієнт корисної дії (ККД), що визначає здатність антени перетворювати підведену до неї енергію в випромінювання [32] та враховує втрати в металевих провідниках і діелектриках, а також рівень узгодженості випромінювача з фідером:

$$\eta = (1 - |S_{11}|^2) \cdot e,$$

де S_{11} – коефіцієнт відбиття від випромінювача, e – ефективність випромінювання антени.

Ефективність випромінювання – це відношення випромінюваної в простір потужності до підведеної до випромінювача потужності:

$$e = \frac{P_{rad}}{P_{in}} = \frac{P_{rad}}{P_{rad} + P_{dis}} = \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_{dis}}, \quad (1.1)$$

де P_{in} – потужність, що підведена до випромінювача, P_{rad} – частина потужності, яка випромінюється, P_{dis} – частина потужності, яка перетворюється в теплову енергію, R_{rad} – опір випромінювання, R_{dis} – опір втрат.

З співвідношення (1.1) випливає, що для покращення ефективності випромінювання антени необхідно зменшувати опір втрат та збільшувати опір випромінювання антени [40].

Коефіцієнт відбиття S_{11} характеризує відбиття електромагнітних хвиль в неоднорідному середовищі поширення:

$$S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0},$$

де Z_{in} – вхідний опір антени, Z_0 – характеристичний опір фідера.

Вхідний опір або імпеданс антени – це опір, що вимірюється на вході:

$$Z_{in} = \frac{\dot{U}_{in}}{\dot{I}_{in}} = R_{in} + i \cdot X_{in},$$

$$R_{in} = R_{rad} + R_{dis},$$

де \dot{U}_{in} – комплексна амплітуда напруги на вході, \dot{I}_{in} – комплексна амплітуда струму на вході, R_{in} – активна частина опору, яка обумовлена втратами потужності випромінювання R_{rad} і тепловими (дисипативними) втратами R_{dis} , X_{in} – реактивна частина опору, яка обумовлена наявністю в ближній зоні реактивного поля.

Вхідний опір є одним з важливих параметрів антени, що визначає її узгодження з фідерним трактом і здатність антени до випромінювання та прийому електромагнітних хвиль з максимальною ефективністю [37].

1.1.3. Випромінювальні характеристики

Діаграма спрямованості (ДС) – це залежність комплексних компонент напруженості електричного поля в дальній зоні випромінювання від кутових змінних θ, φ сферичної системи координат [37]:

$$\vec{F}_{\theta, \varphi}(\theta, \varphi) = F_{\theta, \varphi}(\theta, \varphi) \cdot \vec{p}(\theta, \varphi) \cdot e^{i\Phi_{\theta, \varphi}(\theta, \varphi)},$$

де $F_{\theta, \varphi}(\theta, \varphi)$ – амплітудні ДС за полем для компонент E_{θ} , E_{φ} , $\vec{p}(\theta, \varphi)$ – поляризаційна діаграма, $\Phi_{\theta, \varphi}(\theta, \varphi)$ – фазові діаграми для компонент E_{θ} , E_{φ} .

Коли говорять про діаграму спрямованості, насамперед розглядають амплітудні ДС. Діаграма спрямованості характеризує можливість антени концентрувати енергію в заданому кутовому секторі простору.

Коефіцієнт спрямованої дії (КСД) характеризує здатність антени концентрувати випромінену потужність в певному напрямку, що визначається відношенням потужності випромінювання в головному напрямку до середньої потужності випромінювання в усіх напрямках [38]. Чим більший КСД, тим більшу просторову концентрацію електромагнітної енергії забезпечує антена.

Порівнюють антени за КСД в напрямку максимального випромінювання. Загальна формула розрахунку КСД в напрямку максимуму випромінювання по відношенню до ізотропного випромінювача антени лінійної поляризації [38]:

$$D_0 = \frac{4\pi \cdot F(\theta, \varphi)|_{\max}}{\int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\varphi=0}^{2\pi} F(\theta, \varphi) \cdot \sin \theta \cdot d\theta \cdot d\varphi}.$$

Коефіцієнт підсилення (КП) в напрямку максимального випромінювання – це характеристика антени, що поєднує в собі спрямованість антени та ефективність випромінювання:

$$G_0 = e \cdot D_0, \quad (1.2)$$

де D_0 – КСД в напрямку максимуму випромінювання, e – ефективність випромінювання згідно [38].

1.2. Типи антенних елементів НВЧ

Можливість реалізації необхідних частотних, енергетичних, випромінювальних та інших характеристик антен багато в чому залежить від робочого діапазону довжин хвиль. Комунікаційні системи використовують різноманітні частотні діапазони, проте, їх освоєння має тенденцію до зміщення в сторону більш високих частот. Це пояснюється можливостями реалізації в антенах НВЧ таких параметрів і характеристик, досягнення яких на більш низьких частотах є проблематичним. Наприклад, в діапазоні НВЧ антенні елементи можуть підсилювати вхідну потужність в десятки і сотні тисяч разів, концентруючи її в потрібному напрямку в просторі. Це дозволяє використовувати антену не тільки для випромінювання радіохвиль на ве-

ликі відстані, але і для пеленгації, боротьби з перешкодами, забезпечення електромагнітної сумісності систем [32].

В той же час невинний розвиток та мініатюризація засобів мобільного зв'язку посилив інтерес до антенних систем, здатних легко розміщуватися в корпусі будь-якої форми і розміру. Що, в свою чергу, призвело до необхідності зменшення геометричних розмірів антен без погіршення їх характеристик. В результаті вирішення задачі по виконанню таких суперечливих вимог, сформувався напрямок електрично малих антен (ЕМА). ЕМА – це антена, геометричні розміри якої значно менші довжини електромагнітної хвилі, що випромінюється або приймається [41]. В частотному діапазоні 2-3 ГГц, де робоча довжина хвилі коливається від 15 см, попит на електрично малі антени збільшується, оскільки напівхвильові дипольні [42], чвертьхвильові монопольні [42] та спіральні [44] антени часто мають геометричні розміри, що не задовольняють вимоги невеликих бездротових пристроїв. Проте, слід зауважити, що ЕМА мають обмеження та особливості: низький опір випромінювання, великий реактивний опір, низький ККД, вузьку ширину смуги робочих частот та великі активні втрати в ланцюзі узгодження [45].

Планарні антени відрізняються малими розмірами і масою, низькою вартістю і конформністю – можливістю слідувати за формою об'єкта, на якому вони розташовуються. Відмінною особливістю сучасних планарних антен є їх мала (у порівнянні з довжиною хвилі) товщина. Виготовлені за технологією інтегральних схем такі антени забезпечують високу повторюваність розмірів. У зв'язку з успіхами мікроелектроніки НВЧ і технології створення великих друкованих плат значно покращилися властивості діелектричних підкладок і металевих покриттів, з яких виготовляють випромінювачі і фідерний тракт планарних антен [46], [47].

Були спроектовані планарні інверсні L- і F- подібні антени, проте їх ширина робочої смуги становить всього 1,5%. Для розширення робочого діапазону іноді використовують гібридну конструкцію DIFA, що складається з L- і F- образних вібраторних антен, що дозволяє розширити граничну смугу пропускання до 4% від частоти резонансної несучої, при цьому значно збільшивши габарити антени. З цієї причини подальша еволюція цього типу антен привела до проектування PIFA (Planar

Inverted-F Antenna) антен. PIFA антени поєднують в собі цілий ряд переваг, в числі яких: більш широка смуга частот до 10% від резонансної несучої, висока ефективність, порівняно малі розміри і підтримка багатодіапазонного режиму роботи. До того ж, антени цього типу характеризуються досить високим підсиленням як у вертикальній, так і горизонтальній площинах поляризації. Однак, антени PIFA в ході своєї еволюції перетворилися в дуже складний антенний комплекс, що складається з декількох взаємопов'язаних активних і пасивних елементів.

На сьогодні широко застосовуються два типи антен, які відповідають сучасним вимогам мікрохвильових засобів зв'язку: мікросмужкові [5], [48] та діелектричні резонаторні антени ДРА [6]. Обидва типи антен досить схожі з точки зору роботи, характеристик [7], [49] та механізмів збудження. Головною перевагою мікросмужкових антен є легкість інтеграції з компонентами інтегральних схем на одній підкладці, що спрощує технологію їх виготовлення. Проте, ДРА має ширшу смугу пропускання [50], що пояснюється тим, що ДРА випромінює через всю поверхню антени, за винятком заземленої частини та кращу ефективність випромінювання, що пояснюється відсутністю металевих втрат [32]. Пропускна здатність ДРА може змінюватися підбираючи діелектричну проникність матеріалу резонатора та його розміри [51], [52]. Розміри діелектричних резонаторних антенних елементів є обернено пропорційними до кореня квадратного від діелектричної проникності. Тому використовуючи матеріали з високою діелектричною проникністю можна отримати розміри менші ніж у інших антенних елементів.

При збільшенні частоти та переході до міліметрового діапазону довжин хвиль втрати у металі значно зростають. У діелектричному резонаторі такі втрати відсутні, на відміну від мікросмужкового випромінювача, що забезпечує кращу ефективність випромінювання. ДРА мають високу діелектричну міцність, а отже можуть використовуватися для передачі більшої потужності. Крім того, термостабільна кераміка дозволяє антені працювати в широкому діапазоні температур. Таким чином, ДРА суміщають у собі низьку вартість, компактність та малі втрати. Значний практичний інтерес до області ДРА обумовив наявність великої кількості конструкцій таких антен та пов'язаних з ними публікацій [53].

1.3. Класифікація способів перелаштування частотних характеристик антенних елементів

Як правило, антенні елементи випромінюють в обмеженій смузі частот, яка визначається частотною залежністю вхідного опору антени [54]. Смути робочих частот зображено на рис. 1.1. Ідеальна частотна характеристика антени з незмінним вхідним опором у широкому діапазоні частот наведено на рис. 1.1, *а*. Проте, типова смуга робочих частот (рис. 1.1, *б*) мікросмужкової антени не перевищує декількох відсотків [55], [56], а діелектричної резонансної антени десятих відсотків [57], [58]. Вузька смуга пропускання ускладнює використання мікросмужкових та діелектричних резонансних антен в багатодіапазонному частотному режимі. Відомо способи розширення смуги робочих частот (рис. 1.1, *в*) за рахунок зменшення відносної діелектричної провідності матеріалу підкладки або збільшення висоти підкладки [59], але товста підкладка вводить поверхневі хвилі, які призводять до небажаного впливу на випромінювання, як результат зменшення ефективності випромінювання та ККД антени. Водночас зі збільшенням товщини підкладки виникають проблеми, що пов'язані з ускладненням збудженням антени, а електромагнітні поля вищих типів коливань спричиняють додаткові спотворення діаграми спрямованості та вхідного опору антени [60]. Докладено значні зусилля для пошуку більш досконалих способів розширення смуги частот, що представляє значний інтерес для подальших досліджень. Двох-частотна (рис. 1.1, *г*) антена може працювати на двох різних частотах за рахунок збудження на різних типах коливань [61], [62], які можуть бути досить далеко розділені одна від одної, щоб підтримувати необхідні частотні діапазони та антена ефективно працювати в них. Такі антенні структури дозволяють підтримувати декілька частотних діапазонів одночасно, але нездатні до зміни частотного діапазону в робочому режимі.

Альтернативним способом забезпечення роботи антени в декількох діапазонах є використання частотно-перелаштовуваних антен (рис. 1.1, *д*), дослідження яких є актуальною задачею, враховуючи сучасні тенденції розвитку телекомунікаційних систем, що спрямовані на підтримку змінних діапазонів частот в залежності від використовуваних протоколів обміну даних, стандартів частот в різних країнах, тощо.

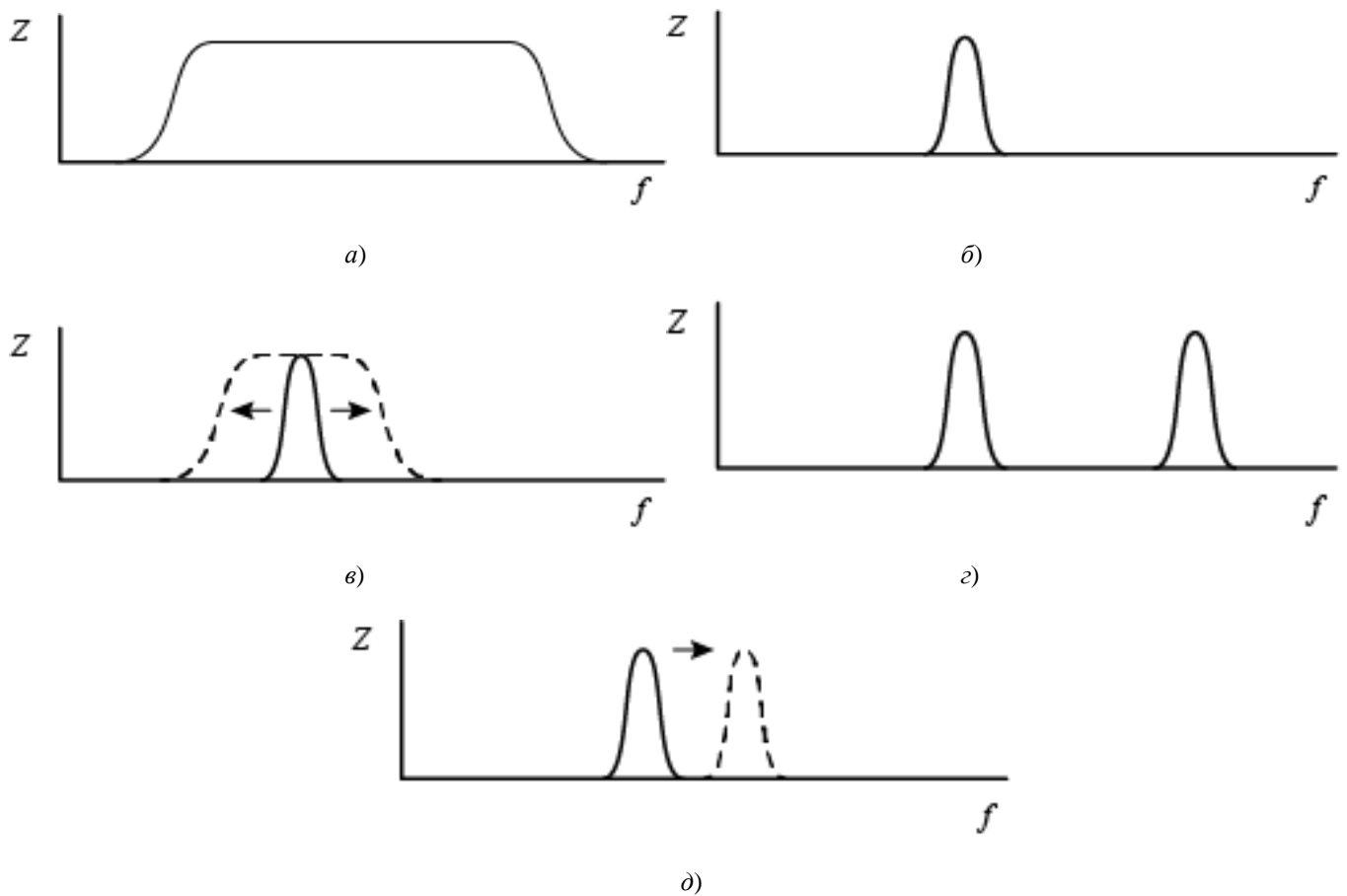


Рис. 1.1. Смуги робочих частот антен: ідеальна частотна характеристика (а), типова частотна характеристика мікросмужкової або діелектричної резонаторної антени (б), розширений частотний діапазон (в), двох-частотний діапазон (г), частотно-перелаштовуваний діапазон (д)

Перелаштовування смуги робочих частот мікросмужкових та діелектричних резонаторних антен досягається різними керуючими елементами, що мають свої переваги і недоліки. Перелаштовувані антенні елементи можуть бути класифіковані в залежності від способу перелаштування [54], [63]:

- антени з електричним перелаштуванням частоти;
- антени з магнітним перелаштуванням частоти;
- антени з оптичним перелаштуванням частоти;
- антени з механічним перелаштуванням частоти;
- антени з електромеханічним перелаштуванням частоти.

Резонансна частота, насамперед, визначається значенням відносної діелектричної проникності матеріалу діелектричного резонатора та підкладки мікросмужко-

вих антен. Проте, безпосередня зміна діелектричної проникності матеріалу є непростю задачею. Тому існуючі способи перелаштування частотних характеристик ґрунтуються або на зміні ефективної діелектричної проникності, або використанням зовнішніх компонентів, що збурюють електромагнітне поле резонансного елемента, і як результат, призводять до зміни його інтегральних характеристик, зокрема резонансної частоти.

1.3.1. Способи перелаштування частотних характеристик мікросмушкових антенних елементів

Найпоширенішим способом перелаштування є електричний, що реалізується за рахунок підключення варакторів, *p-i-n* діодів та інших напівпровідникових зосереджених компонентів, що застосовуються в ролі елементів з електрично керованою ємністю між заземлюючим електродом та випромінювачем. До напівпровідникових компонентів прикладається напруга, що змінює їх ємність, яка впливає на резонансну частоту. В роботі [8] було експериментально досліджено конструкцію перелаштовуваної, за рахунок підключення варактора, антени та продемонстровано залежність частотної характеристики (рис. 1.2) від прикладеної до варактора зворотної напруги. Перелаштування резонансної частоти до 22% досягається, коли прикладається напруга в 30 В.

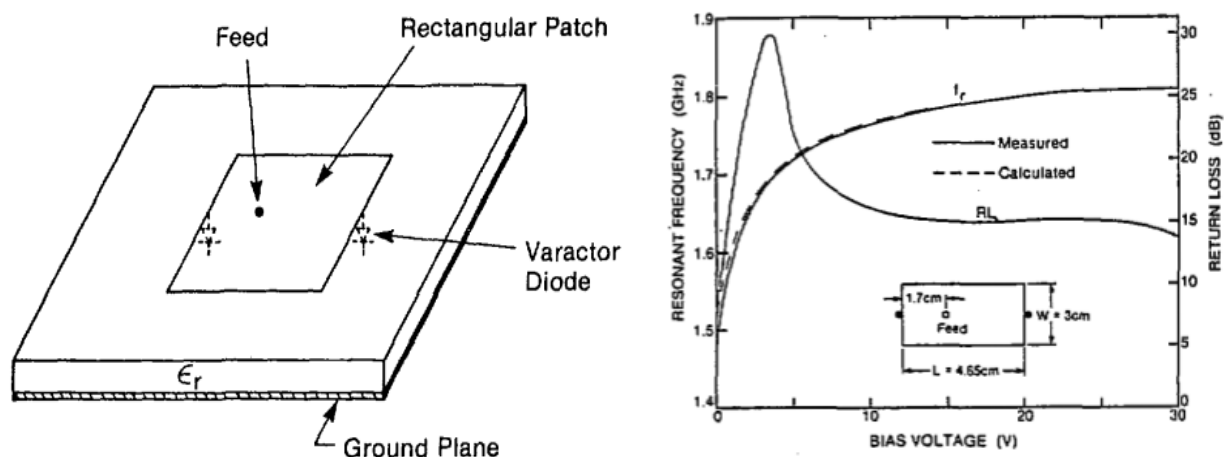


Рис. 1.2 Конструкція перелаштовуваної мікросмушкової антени з підключеними варакторами та характеристика зміни резонансної частоти від прикладеної до варактора напруги (відтворено з [8])

В роботах [10], [64], [65] зміна робочої частоти досягається за рахунок введення закорочувальних контактів, що вводять додаткову індуктивність, у різні точки між заземлюючою пластиною та випромінювачем. Перелаштування резонансної частоти до 18% досягається, коли два закорочувальні контакти максимально розведені один від одного. Закорочувальні контакти роблять у вигляді $p-i-n$ діодів для швидкого перемикання, але на відміну від варакторів не забезпечують плавного перелаштування, так як можуть перемикатися лише між двома станами.

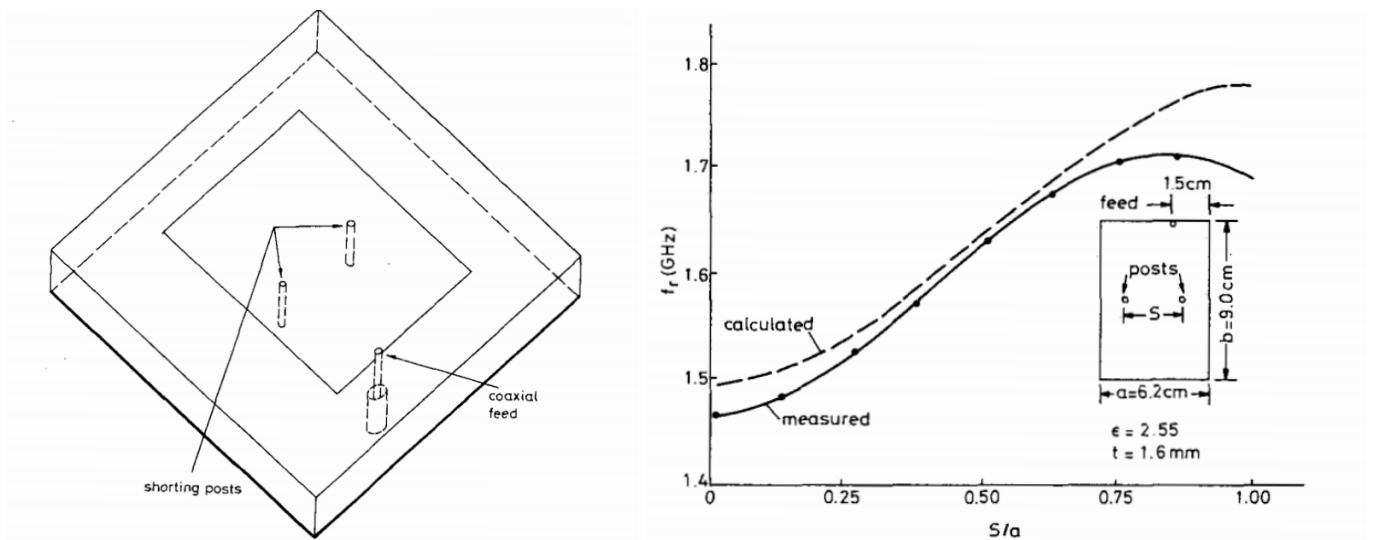


Рис. 1.3. Конструкція перелаштовуваної мікросмушкової антени з введенними закорочувальними контактами та характеристика зміни резонансної частоти від розташування закорочувальних контактів (відтворено з [10])

Перелаштування за допомогою варакторів, $p-i-n$ діодів та інших напівпровідникових зосереджених компонентів досить часто використовується для масового виробництва. Основною перевагою є можливість інтеграції та виготовлення керуючих напівпровідникових компонентів в одному технологічному циклі разом з мікросмушковою антеною. Проте, фундаментальним недоліком електричного способу перелаштування є збільшення дисипативних втрат за рахунок внесення в конструкцію власних втрат варактора, що погіршують ефективність випромінювання та ККД антени.

В роботах [12], [66], [67] запропоновано магнітний спосіб перелаштування резонансної частоти антени за рахунок прикладення зовнішнього магнітного поля до

підкладки, що виготовлена з магніточутливого матеріалу. Згідно результатів моделювання перелаштування резонансної частоти досягає 16%. Проте, виготовлення підкладки з магніточутливих матеріалів дороге та досить складне в виробництві, а необхідність прикладання зовнішнього магнітного поля значно ускладнює конструкцію антени та має високі енерговитрати.

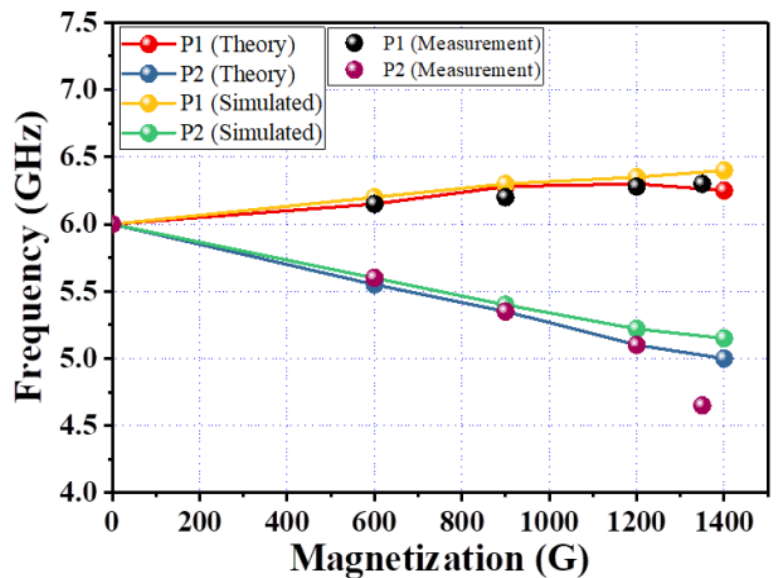
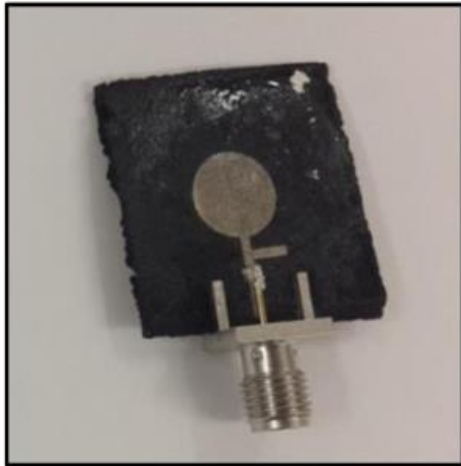


Рис. 1.4. Конструкція перелаштовуваної мікросмушкової антени з підложки, що виготовлена з магнітного матеріалу та характеристика зміни резонансної частоти від намагніченості поля (відтворено з [12])

Подальші дослідження магнітного способу керування зводяться до дослідження магніто чутливих матеріалів та плівок, які виготовлені із ЗІГ [68], що дозволяють покращити чутливість до зовнішнього магнітного поля. ЗІГ, на відміну від інших феритів, має малий рівень втрат, що забезпечує високу добротність. Використання ЗІГ дозволяє досягти високу лінійність зміни резонансної частоти до зовнішнього магнітного поля. Проте, для перелаштування необхідно забезпечити високі значення магнітного поля за допомогою котушок високої індуктивності, що в свою чергу призводить до споживання великих струмів і обмежує час перелаштування.

Оптичний спосіб перелаштування частоти, як і електричний, реалізується за рахунок зміни ефективної діелектричної проникності підкладки, але під дією оптичного випромінювання. В роботах [69], [70], [71] були представлені конструкції антени, в якій перелаштування частоти досягалося за рахунок включення оптично-

контрольованого *p-i-n* діода. При зворотному зміщенні діода контур розімкнутий, а антена працює на власній резонансній частоті. Коли діод зміщений в прямому напрямку контур замикається, заглушка стає частиною антени, що призводить до зміщення резонансної частоти в більш низькочастотну область. Під дією оптичного випромінювання імпеданс діода змінюється від високого до низького значення, що дозволяє контролювати перелаштування частоти за допомогою оптичного випромінювача. Окрім недоліків використання звичайних *p-i-n* діодів, що описано вище, конструкція ускладнюється за рахунок використання зовнішнього джерела освітлення, а розміщення діода чи закорочуючих контактів під випромінювачами малих розмірів майже унеможливорює їх застосування для антенних елементів, що працюють на частотах вище 10 ГГц. В експериментальному дослідженні діапазон перелаштування обмежений розмірами заглушки та не перевищує 10%, чутливість зміни частоти до освітленості є незначними 15 МГц на 1 лм/см².

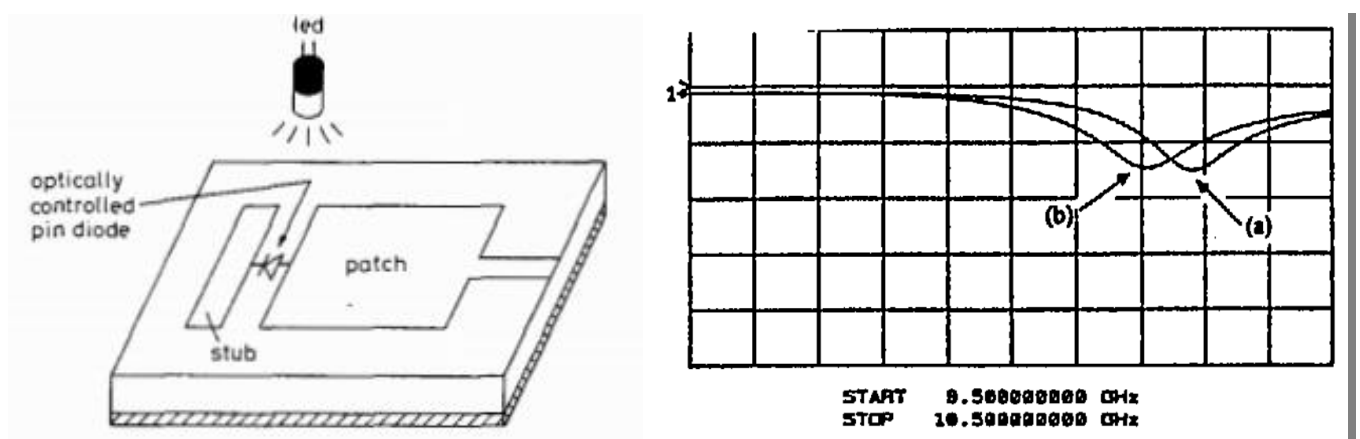


Рис. 1.5. Конструкція перелаштовуваної мікросмужкової антени з підключеним оптично-контрольованим діодом та характеристика зміни резонансної частоти від освітленості (відтворено з [69])

Подальші дослідження оптичного способу керування зводяться до дослідження оптично чутливих матеріалів та плівок, що дозволяють збільшити діапазон перелаштування та покращити чутливість до освітленості. Відтак, в роботі [14] було запропоновано використання плівки з фоточутливих органічних полімерів в якості випромінювача, що дозволило розширити діапазон перелаштування до 50% та покращити чутливість зміни частоти до освітленості 100-150 МГц на 1 лм/см². Проте,

ефективність випромінювання та підсилення антени, випромінювач якої виготовлено з органічних полімерів майже вдвічі менша порівнюючи з металевим, що є основним недоліком запропонованого способу.

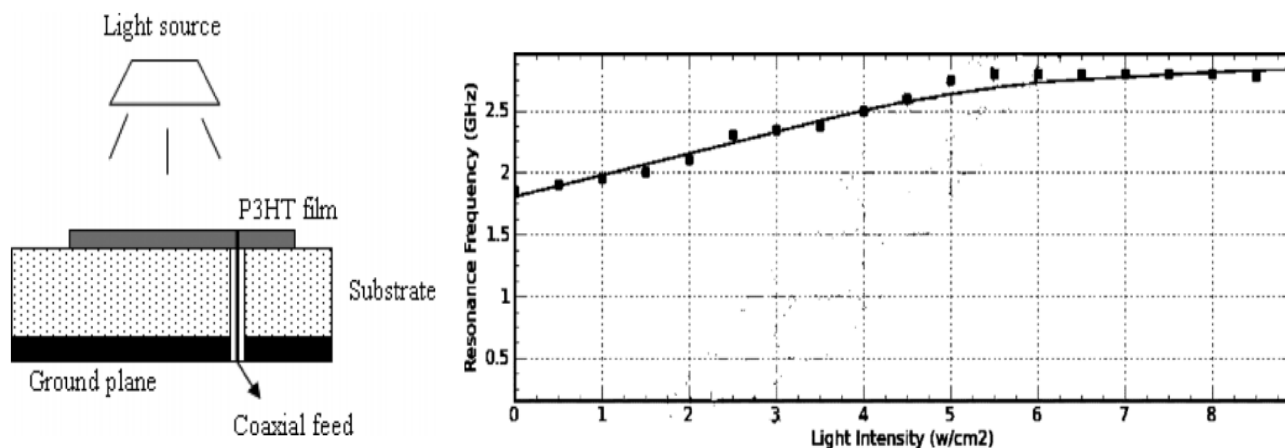


Рис. 1.6. Конструкція перелаштовуваної мікросмужкової антени з фоточутливою плівкою та характеристика зміни резонансної частоти від освітленості (відтворено з [14])

Керувати резонансною частотою можна за рахунок внесення повітряного зазору між підкладкою на заземлюючому електроді. Мікросмужкової антена працює на власній резонансній частоті, коли повітряний зазор відсутній, та за рахунок внесення повітряного зазору ефективна діелектрична проникність структури зменшується, а відтак резонансні частоти будуть зміщуватися до вищого частотного діапазону. Ґрунтуючись на даному ефекті в роботах [72], [73], [74], [75] було проведено ряд експериментальних та теоретичних досліджень, що лягли в основу механічного способу перелаштування резонансної частоти. В роботі [73] показано, що діапазон перелаштування найнижчої моди TM_{11} резонансної частоти досягає 20% при внесенні повітряного зазору в 1 мм. Зазвичай механічне перелаштування найчастіше здійснюється вручну за допомогою мікрометричних гвинтів, що є основним недоліком способу. Проте перевагою, що спонукає до подальших досліджень є те, що механічний спосіб перелаштування не вносить додаткових втрат, і, щонайменше, не спричиняє деградації власної добротності резонансного елемента антени.

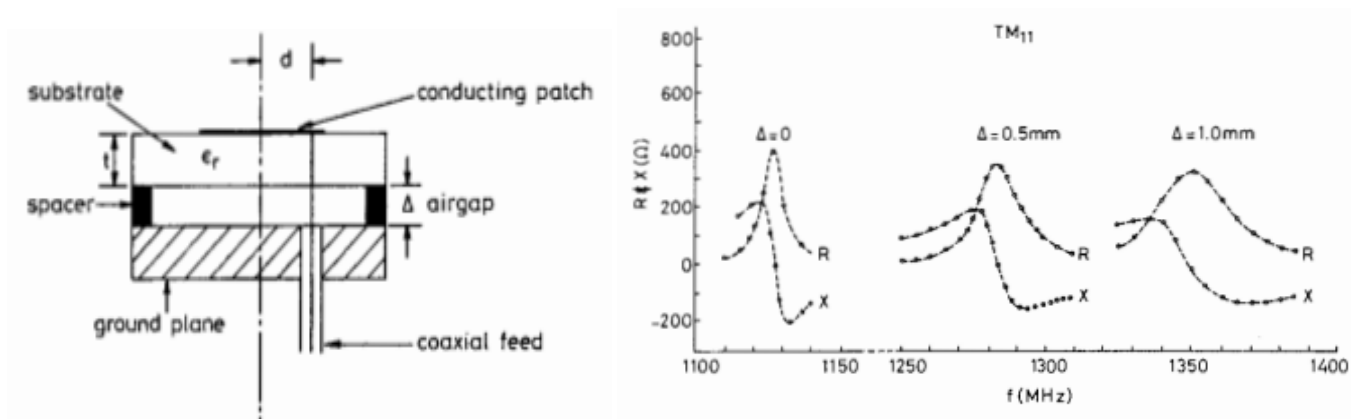


Рис. 1.7. Конструкція механічно перелаштовуваної мікросмужкової антени з повітряним зазором та характеристика зміни резонансної частоти від величини повітряного зазору (відтворено з [73])

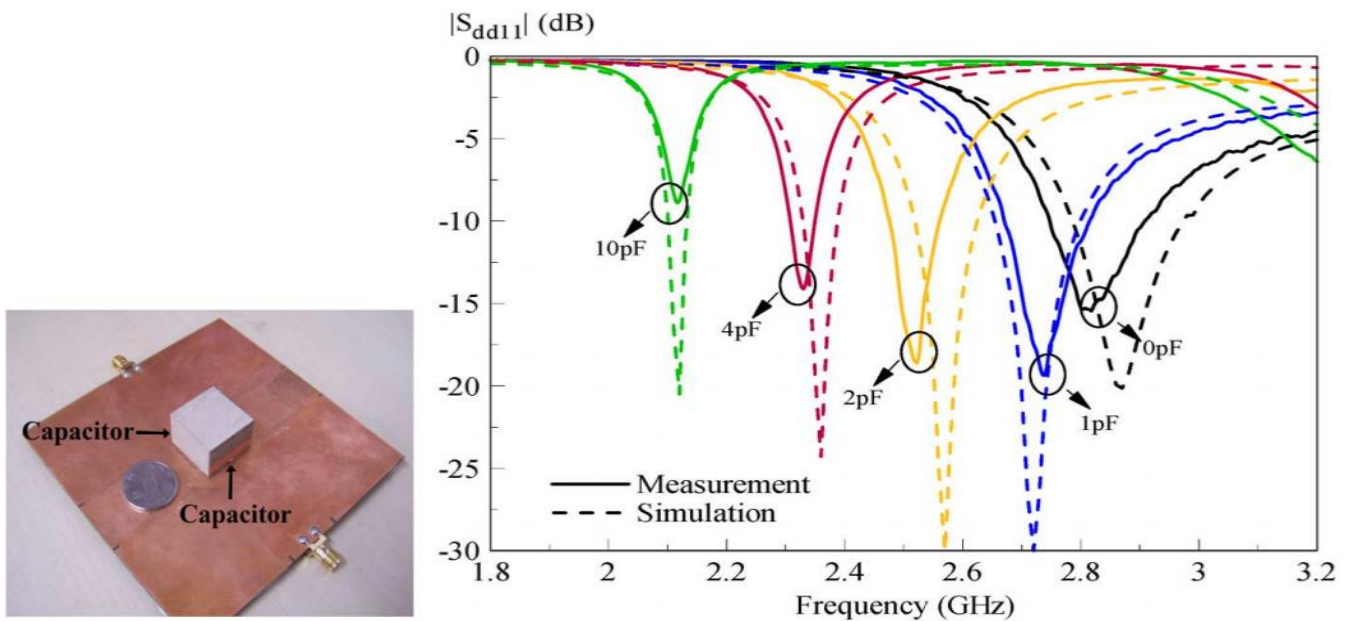
Електромеханічним способом перелаштування резонансних частот мікросмужкових антен поєднує в собі переваги електричного та механічного способів. В основі лежить механічний спосіб, а керування величиною повітряного зазору, відтак і зміною резонансної частоти, досягається за допомогою використання електричних МЕМС або п'єзоелектричних актюаторів, що не вносять додаткових втрат.

1.3.2. Способи перелаштування частотних характеристик діелектричних резонаторних антенних елементів

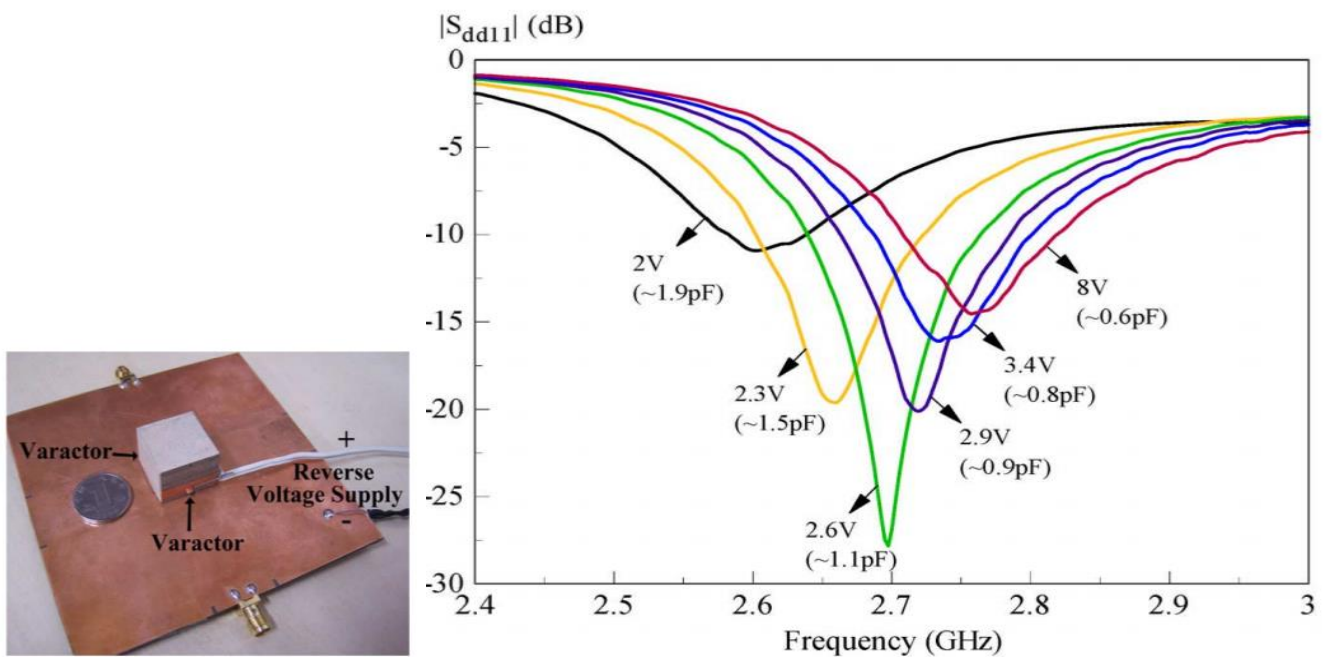
Аналогічні до мікросмужкових антен способи перелаштування застосовуються для діелектричних резонаторних антен.

Найбільш розповсюджений електричний спосіб перелаштування за допомогою конденсаторів і варакторів [9] та *p-i-n* діодів [11], [76], [77] що керують зміною електрофізичних властивостей діелектричного резонатора, а відтак і зміщенням його резонансної частоти. Конструкція антени з використанням конденсаторів є найпростішою оскільки не потрібно прикладати додаткову напругу. Найкращий діапазон перелаштування до 50% у конструкції з використанням *p-i-n* діодів, але динамічне перелаштування є неможливим, так як *p-i-n* діоди мають лише два стани. Використання варакторів дає можливість динамічно перелаштовувати частоту шляхом зміни прикладеної до нього напруги до 10%, але внесення в конструкцію влас-

них втрат варактора збільшує дисипативні втрати, що погіршує ефективність випромінювання та ККД антени.



a)



b)

Рис. 1.8. Конструкція перелаштовуваної ДРА антени з підключеними конденсатором (а) варактором (б) та характеристика зміни резонансної частоти від різних ємності конденсатора (а) та прикладеної до варактора напруги (б) (відтворено з [9])

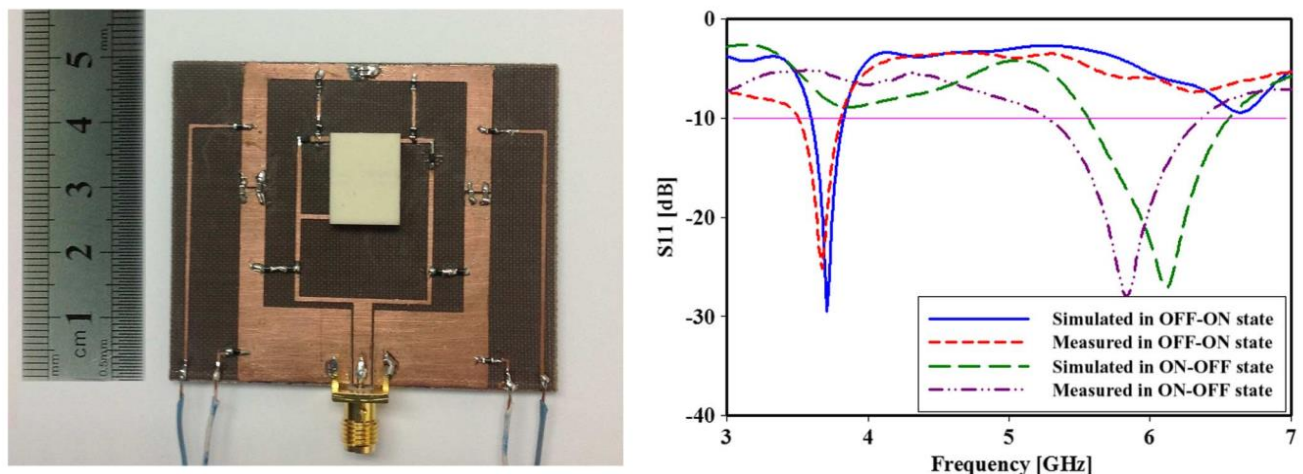


Рис. 1.9. Конструкція перелаштовуваної ДРА антени з підключеними $p-i-n$ діодами та характеристика зміни резонансної частоти від стану $p-i-n$ діода (відтворено з [11])

Перелаштування резонансної частоти може досягатися магнітним способом за рахунок використання магніточутливих матеріалів з низькими втратами, такими як ферит, що під впливом зовнішнього магнітного поля змінюють свої електромагнітні властивості. В роботі [13] феритова пластина розміщена безпосередньо на поверхні діелектричного резонатора. Прикладене зовнішнє магнітне поле керує магнітними властивостями фериту, а відтак і розподілом електромагнітних полів поблизу та всередині діелектричного резонатора, що зміщує його резонансну частоту. Діапазон перелаштування частоти досягає 3%.

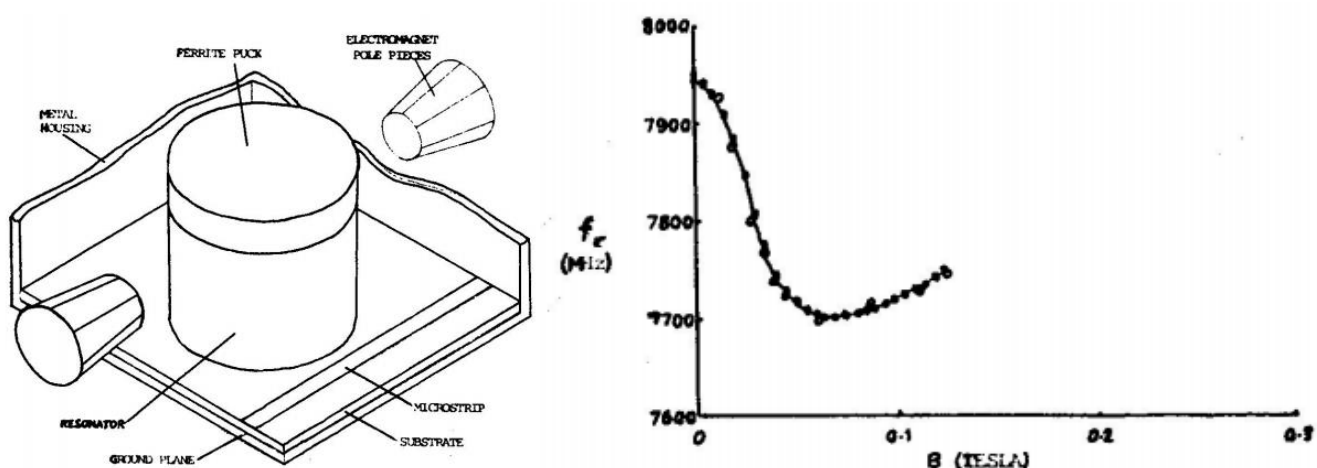


Рис. 1.10. Конструкція резонаторної антени з феритовою пластиною та характеристика зміни резонансної частоти від намагніченості поля (відтворено з [13])

Для розширення діапазону перелаштування магнітним способом в роботі [78] запропонована конструкція антени, в основі якої є резонатор, який повністю виготовлений з фериту. Під впливом магнітного поля, вдалося перелаштувати частоту до 8%. Недоліком магнітного способу перелаштування є те, що для отримання керуючого магнітного поля зазвичай потрібен великий і громіздкий електромагніт, що значно ускладнює конструкцію антени. Крім того, оскільки електромігніти керуються струмом, швидкість перелаштування зазвичай повільна (0.5 МГц/с), а енерговитрати досить високі.

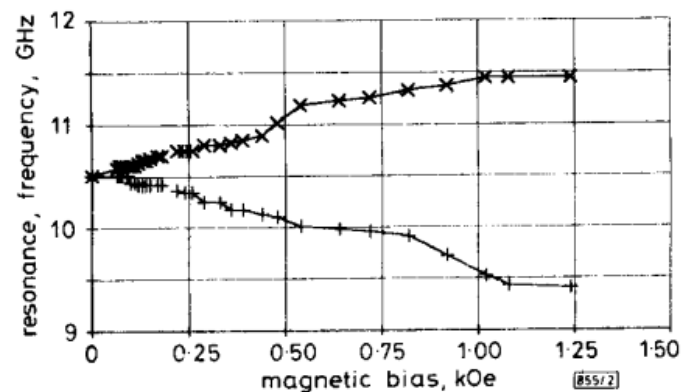
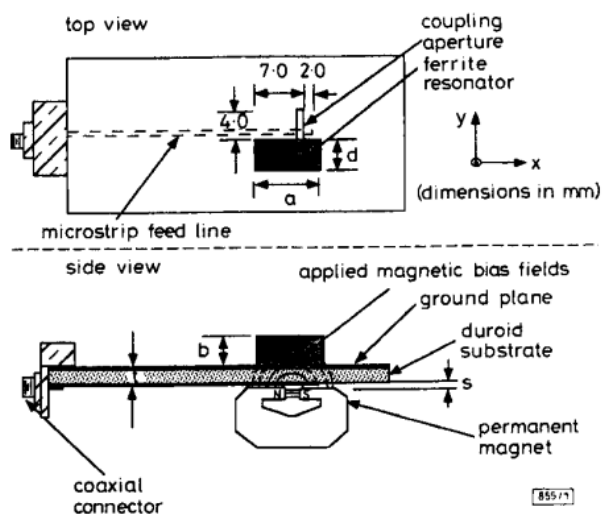


Fig. 2 Shift in resonance frequency with applied magnetic bias

—x— x-directed magnetic bias
—+— y-directed magnetic bias

Рис. 1.11. Конструкція ферит резонаторної антени та характеристика зміни резонансної частоти від намагніченості поля (відтворено з [78])

Оптичний спосіб перелаштування дуже перспективний за рахунок можливості реалізації швидкого динамічного перелаштування. Інтерес до такого способу спонукав появу нових електрооптичних пристроїв, таких як діодні лазери та оптичні вимикачі, що впливають на світлочутливі матеріали, які наносяться на діелектричний резонатор. В основному, існує два типи фотопровідникових матеріалів: напівпровідникові (Si, Ge, PbS і InSb) з відносно високим темним струмом і малим часом відгуку (10 мс) і ізоляторні (CdS, CdSe і Tl_2S) з низьким темним струмом, але відносно довгим час реакції (1 мс) [15]. Під дією електрооптичних пристроїв світлочутливий матеріал змінює провідність, що, в свою чергу, збурює поле навколо діелектричного резонатора і призводить до зміщення резонансної частоти. За допомогою оптичного способу перелаштування в роботах [79], [80] вдалося досягти перелаштування час-

тоти на декілька відсотків. Однак, окрім незначного діапазону перелаштування була відзначена деградація добротності на 30%, а використання зовнішнього джерела освітлення ускладнює конструкцію антени, що є основними недоліками способу.

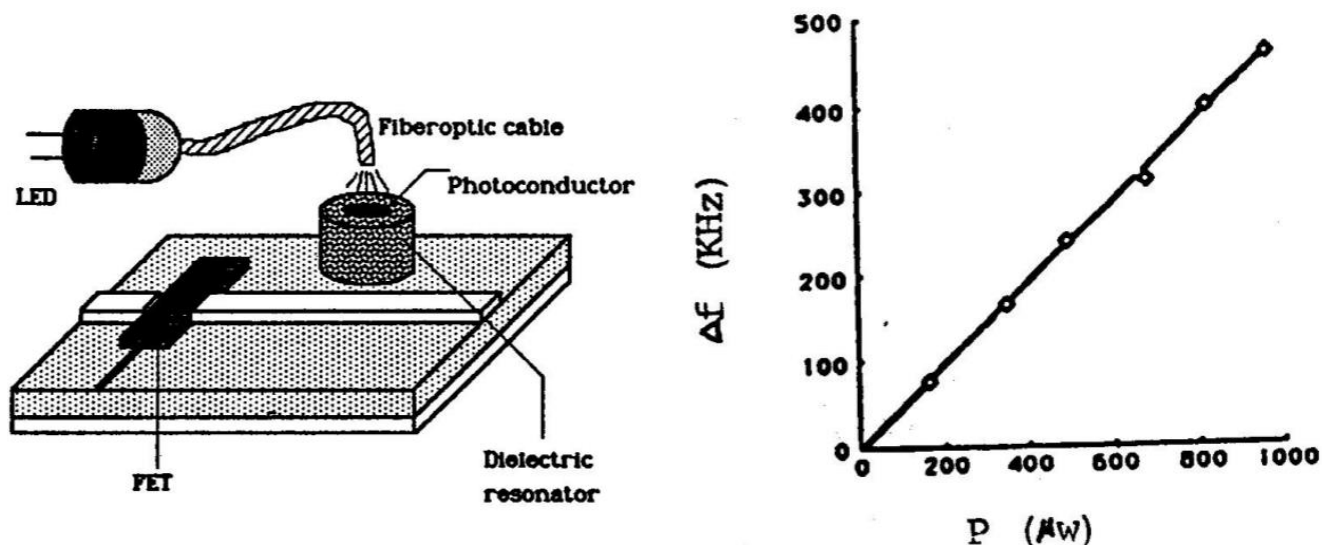


Рис. 1.12. Конструкція перелаштовуваної ДРА антени з фоточутливою плівкою та характеристика зміни резонансної частоти від потужності лазера (відтворено з [80])

Керувати резонансною частотою ДРА можна механічним способом за рахунок переміщення металевих або діелектричних частин, що призводить до збурення електромагнітних полів поблизу та всередині діелектричного резонатора і як результат зміщення резонансної частоти. В роботі [81], металеві диски різного діаметру розміщуються на поверхні діелектричного резонатора, що призводить до зміни резонансної частоти до 40%. А в роботах [82], [83] електромагнітне поле збурюється за рахунок внесення діелектричної неоднорідності у вигляді повітряного зазору між діелектриком та підкладкою, а керування частотою досягаються зміною величини повітряного зазору.

Механічний спосіб перелаштування передбачає рух частин антени, що зазвичай здійснюється вручну за допомогою гвинтів, але цей процес є повільним і неточним, а значить, не надто надійним, що є основним недоліком способу. В той же час незаперечним перевагою способу є малі втрати, за рахунок збереження високої добротності системи.

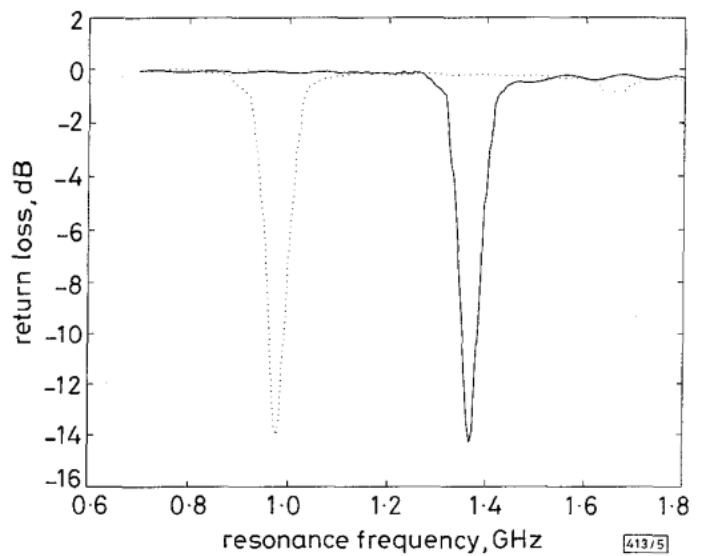
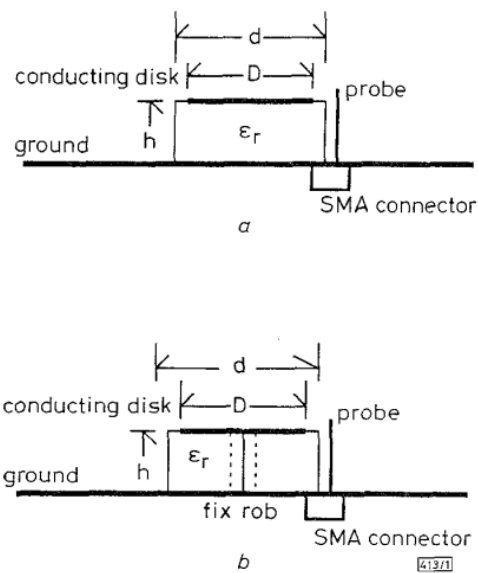


Рис. 1.13. Конструкція механічно перелаштовуваної ДРА з повітряним зазором та характеристика зміни резонансної частоти від величини повітряного зазору (відтворено з [81])

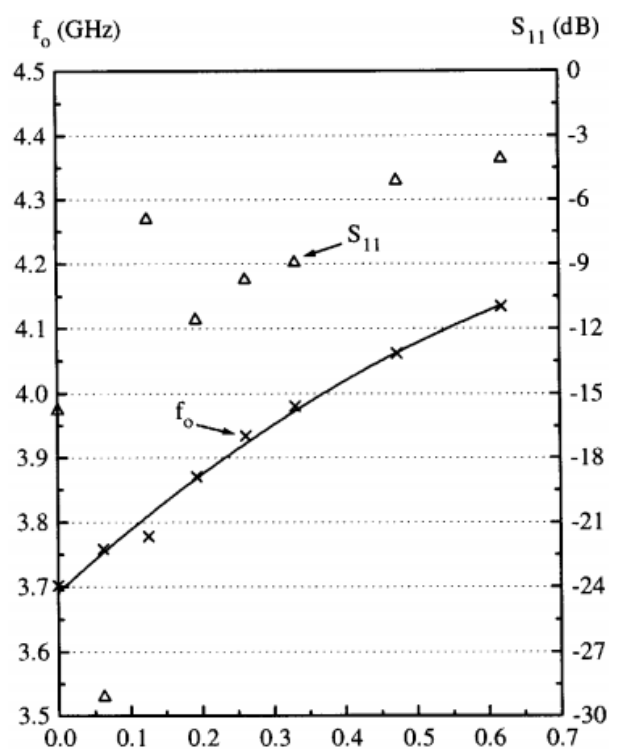
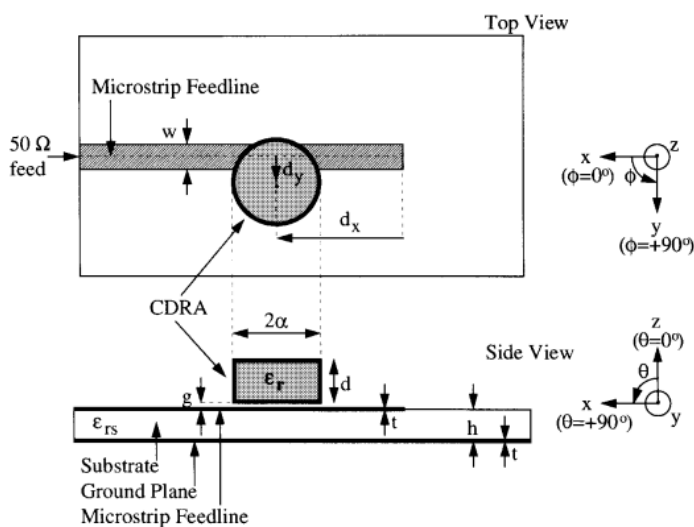


Рис. 1.14. Конструкція механічно перелаштовуваної мікросмужкової антени з повітряним зазором та характеристика зміни резонансної частоти від величини повітряного зазору (відтворено з [82])

Перехід до електромеханічного способу перелаштування ДРА можливий за рахунок використання електричних MEMC або п'єзоелектричних актюаторів, що не вносять додаткових втрат.

Таблиця 1.1

Порівняльна характеристика різних методів перелаштування робочої частоти антенних елементів

Типи перелаштування	Електричне	Магнітне	Оптичне	Електромеханічне
Діапазон перелаштування	Десятки відсотків	Одиниці відсотків	Одиниці відсотків	Десятки відсотків
Додаткові втрати	великі	немає	немає	немає
Масогабаритні характеристики	відмінні	погані	посередні	посередні
Споживання енергії	низьке	високе	високе	низьке

1.4. Висновки до розділу

1. Відмінною особливістю сучасних телекомунікаційних пристроїв та мобільних терміналів є використання декількох стандартів бездротового зв'язку, що призводить до збільшення числа одночасно підтримуваних частотних діапазонів. А отже проектування багатодіапазонних або перелаштовуваних селективних пристроїв є актуальною задачею сьогодення.
2. Мініатюризація засобів мобільного зв'язку посилює інтерес до антенних елементів, здатних легко розміщуватися в корпусі будь-якої форми і розміру. Мікроскопічні антенні елементи, мають малі габаритні розміри і масу, низьку вартість, а також виготовляються за планарною технологією, що забезпечує високу повторюваність розмірів і сумісність з компонентами інтегральних схем. Проте з впровадженням нових стандартів бездротового зв'язку спостерігається тенденція переходу до міліметрового діапазону довжин хвиль, де втрати у металі значно зрос-

тають. У діелектричному резонаторі такі втрати відсутні, на відміну від мікросмужкового випромінювача, що забезпечує кращу ефективність випромінювання. ДРА мають високу діелектричну міцність, а отже можуть використовуватися для передачі більшої потужності. Оскільки матеріали ДРА мають високу діелектричну проникність, то розміри антенних елементів, які обернено пропорційно кореню квадратному від діелектричної проникності, менші ніж у інших антенних елементів. Крім того, термостабільна кераміка дозволяє антені працювати в широкому діапазоні температур. Таким чином, ДРА суміщають у собі низьку вартість, компактність і малі втрати та є перспективними для подальших досліджень.

3. Порівняння способів перелаштування показує, що кожен з них має свої недоліки та переваги. Основною перевагою електричного, магнітного та оптичного способів є можливість інтеграції керуючих компонентів з мікропроцесорами та цифровими перетворювачами сигналів. Проте, у електричного способу перелаштування елементи керування вносять додаткові дисипативні втрати, що погіршують ефективність випромінювання та ККД антени. Відомі способи магнітного перелаштування мають відносно низький діапазон перелаштування частоти, досить складні у виробництві, потребують прикладання зовнішнього магнітного поля, що значно ускладнює конструкцію антени та має високі енерговитрати. Оптичні методи на основі дискретних фотоелементів мають найнижчий діапазон перелаштування частоти, а використання плівок з органічних полімерів значно розширює діапазон та підвищує чутливість перелаштування частоти, але майже вдвічі погіршує ефективність випромінювання порівнюючи з металевим випромінювачем. Механічний спосіб не вносить додаткових втрат, але потребує переміщень, які недосяжні для п'єзоелектричних та електрострикційних рушіїв. Мікромеханічний спосіб дозволить поєднати переваги електричного та механічного способів за рахунок можливості використання сучасних електричних рушіїв.

2. Мікромеханічне перелаштування резонансних частот діелектричних резонаторів

Резонансні елементи є основним компонентом антенних структур. Характеристики резонаторів обумовлюють частотні та випромінювальні властивості антенних елементів. В цьому та наступному розділах розглядається вплив геометричних та електрофізичних параметрів резонаторів на перелаштування їх частот.

Діелектричні резонатори із сучасних матеріалів поєднують поліпшені масогабаритні показники в порівнянні з іншими резонансними елементами та високу температурну стабільність резонансної частоти. Як і мікросмужкові частотно-селективні структури, ДР конструктивно просто поєднуються з пасивними і активними елементами гібридних інтегральних схем. Разом з тим, порівняно з мікросмужковими структурами ДР мають набагато більш високі значення власних добротностей, які у ряді випадків істотно перевищують значення, реалізовані і в порожнистих металевих резонаторах [84], [85].

Колишній підхід до створення пристроїв, що можуть працювати на різних частотах, передбачав використання окремих резонаторів, налаштованих на відповідні частоти. У сучасних пристроях робота на різних частотах забезпечується використанням перелаштовуваних компонентів. Перелаштування резонансної частоти може бути реалізовано різними способами: перемиканням рп-діодів [86], впливом електричного поля на діелектричну проникність сегнетоелектричних матеріалів [87], магнітного поля на магнітну проникність феритових матеріалів [88], зміною провідності напівпровідників під дією оптичного опромінювання [89] і т.ін. Спільною рисою перелічених способів керування є деградація власної добротності резонаторів внаслідок додаткових втрат електромагнітної енергії у керуючих елементах.

Перелаштування робочої частоти без внесення суттєвих додаткових втрат можливе, коли під час керування складові частини резонатора залишаються високодобротними. Зокрема, цього можна досягти взаємним переміщенням частин резонатора за допомогою рушіїв, які знаходяться за межами області, де відбувається електромагнітний резонанс. Механічне переміщення може бути поєднане з електронними

системами керування шляхом використання п'єзоелектричних [90] та електрострикційних рушіїв [91]. Оскільки діапазон механічних переміщень швидкодіючих рушіїв обмежений [92], практичні конструкції перелаштовуваних резонаторів повинні мати високу чутливість робочої частоти до переміщення частин резонатора. У цій роботі досліджуються чинники, які впливають на чутливість та діапазон перелаштування робочої частоти діелектричних резонаторів.

Вирішення цієї задачі має відомі складнощі, пов'язані з розглядом як внутрішньої області резонатора, так і зовнішньої - навколишнього простору. Поряд з внутрішніми відображеннями від границі розділу середовищ необхідно враховувати особливості поля і відбиття від країв і ребер зразка, що призводять до явища дифракції. Наявність зовнішніх полів вимагає врахування збурення власних полів резонатора оточуючими елементами, що залежить від конструктивних особливостей включення резонатора в передавальний тракт НВЧ. У зв'язку з наявними труднощами точних розрахунків характеристик отримали розвиток наближені аналітичні [93] та чисельні методи розрахунку [94].

Позаяк аналітичні розв'язки для подібних задач не існують, у цьому розділі буде строго досліджено характеристики одномірної структури. Виявлені властивості буде перевірено для задач складнішої форми, зокрема, складених діелектричних резонаторів [95].

2.1. Одновимірна діелектрична неоднорідність як найпростіший перелаштовуваний діелектричний резонатор

Для встановлення особливостей мікромеханічного перелаштування діелектричних резонаторів розглянемо одновимірну діелектричну структуру, яка складається з двох діелектричних нескінченних пластин товщиною b , що розділені діелектричним прошарком товщиною d (рис. 2.1, *a*). Нехай відносна діелектрична проникність матеріалу пластин дорівнює ϵ_1 , а прошарку між ними – ϵ_2 , а середовища, в якому знаходиться структура, складає ϵ_3 .

Враховуючи симетрію структури в площині симетрії без порушення властивостей електромагнітного поля можна поставити у відповідність електричну або магнітну стінки, на яких задовольняються граничні умови:

$$E_x = E_z = H_y = 0 \quad (2.1)$$

$$E_y = H_x = H_z = 0 \quad (2.2)$$

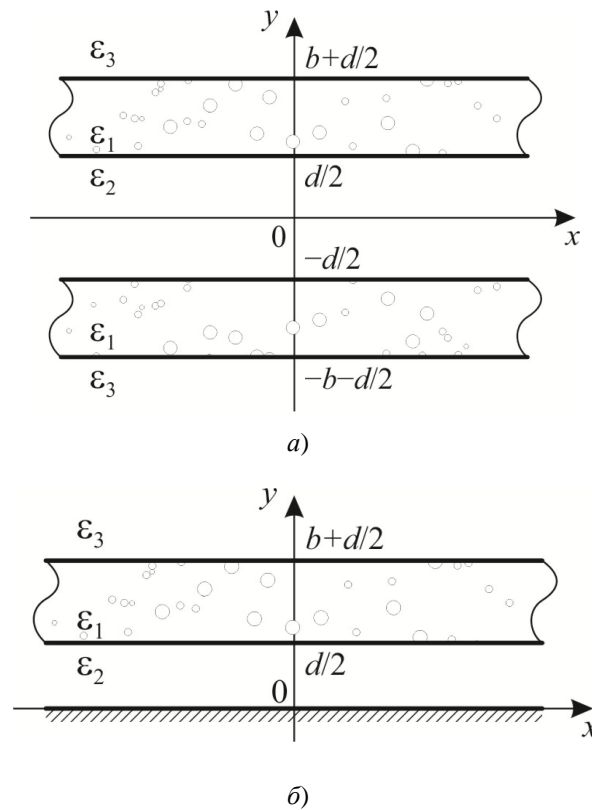


Рис. 2.1. Неоднорідна одновимірна діелектрична резонансна структура

А отже для аналізу можна розглядати лише половину структури (рис. 2.1, б). Аналіз можна провести методом часткових областей [96], розглядаючи три області, у кожній частковій області середовище є однорідним:

$$1) \quad \frac{d}{2} \leq y \leq b + \frac{d}{2},$$

$$2) \quad 0 \leq y \leq \frac{d}{2},$$

$$3) \quad y \geq b + \frac{d}{2}.$$

Метод часткових областей передбачає розв'язання рівнянь Максвелла в кожній області окремо та прирівнювання тангенціальних компонент поля на границях областей.

Електродинамічна задача для обраної структури розв'язується в термінах LM -та LE -мод з відсутніми x – компонентами магнітного та електричного поля відповідно. LE -моди описуються вектором Γ^m , а LM -моди – вектором Γ^e , які направлені вздовж осі Oy , тобто вектори Γ^m та Γ^e мають тільки y – компоненти Γ^m , Γ^e . З рівнянь Максвелла випливає, що функції $\Gamma^{e(m)}$, повинні задовольняти рівняння Гельмгольца:

$$\nabla^2 \Gamma^{e(m)} + \varepsilon(y) k^2 \Gamma^{e(m)} = 0, \quad (2.3)$$

$$\text{де } \nabla^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \text{ – оператор Лапласа, } \varepsilon(y) = \begin{cases} \varepsilon_1, \frac{d}{2} \leq y \leq b + \frac{d}{2} \\ \varepsilon_2, 0 \leq y \leq \frac{d}{2} \\ \varepsilon_3, y \geq b + \frac{d}{2} \end{cases},$$

$k = \frac{\omega}{c}$ – хвильове число у вільному просторі, ω – циклічна частота, c – швидкість світла у вакуумі. Після розв'язання рівняння (2.3) компоненти електромагнітного поля можуть бути знайдені наступним чином:

для LM -мод

$$\begin{aligned} E_x &= \frac{\partial^2 \Gamma^e}{\partial x \partial y} & H_x &= j\omega \varepsilon(y) \varepsilon_0 \frac{\partial \Gamma^e}{\partial z} \\ E_y &= \frac{\partial^2 \Gamma^e}{\partial y^2} + \varepsilon(y) k^2 \Gamma^e & H_y &= 0 \\ E_z &= \frac{\partial^2 \Gamma^e}{\partial y \partial z} & H_z &= -j\omega \varepsilon(y) \varepsilon_0 \frac{\partial \Gamma^e}{\partial x} \end{aligned} \quad (2.4)$$

для LE -мод

$$\begin{aligned}
E_x &= -j\omega\mu_0 \frac{\partial \Gamma^m}{\partial z} & H_x &= -\frac{\partial^2 \Gamma^m}{\partial x \partial y} \\
E_y &= 0 & H_y &= -\frac{\partial^2 \Gamma^m}{\partial y^2} - \varepsilon k^2 \Gamma^m \\
E_z &= j\omega\mu_0 \frac{\partial \Gamma^m}{\partial x} & H_z &= -\frac{\partial^2 \Gamma^m}{\partial y \partial z}
\end{aligned} \tag{2.5}$$

Використовуючи метод розділення змінних Фур'є подамо вектори Герца в кожній із областей у вигляді добутку функцій, які залежать тільки від x , y та z [25]:

$$\Gamma_i^{e(m)} = X^{e(m)}(x) Y_i^{e(m)}(y) Z^{e(m)}(z), i = \overline{1,3}, \tag{2.6}$$

де i – номер області.

Підставляючи (2.6) в (2.3) та розділивши обидві частини на (2.6) отримуємо

$$\frac{1}{X^{e(m)}(x)} \frac{d^2 X^{e(m)}(x)}{dx^2} + \frac{1}{Y_i^{e(m)}(y)} \frac{d^2 Y_i^{e(m)}(y)}{dy^2} + \frac{1}{Z^{e(m)}(z)} \frac{d^2 Z^{e(m)}(z)}{dz^2} + \varepsilon_i k^2 = 0. \tag{2.7}$$

Для того, щоб (2.7) було тотожністю необхідно, щоб функції $X^{e(m)}(x)$, $Y_i^{e(m)}(y)$ та $Z^{e(m)}(z)$ були розв'язками наступних рівнянь:

$$\frac{d^2 Y_i^{e(m)}(y)}{dy^2} + \beta_{yi}^{e(m)2} Y_i^{e(m)}(y) = 0, i = \overline{1,3}, \tag{2.8}$$

$$\frac{1}{X^{e(m)}(x)} \frac{d^2 X^{e(m)}(x)}{dx^2} + \frac{1}{Z^{e(m)}(z)} \frac{d^2 Z^{e(m)}(z)}{dz^2} + \beta^{e(m)2} = 0, \tag{2.9}$$

де $\beta_{yi}^{e(m)}$ та $\beta^{e(m)}$ сталі, що задовольняють рівнянням:

$$\varepsilon_i k^2 = \beta^{e(m)2} + \beta_{yi}^{e(m)2}, i = \overline{1,3}. \tag{2.10}$$

Розв'язуючи (2.8) для LM -мод та враховуючи, що хвилі поширюються тільки в напрямку нескінченності y , отримаємо:

$$\begin{aligned} Y_1^e(y) &= (A_{11}^e \cos(\beta_{y1}^e y) + A_{12}^e \sin(\beta_{y1}^e y)), \\ Y_2^e(y) &= A_2^e \cos(\beta_{y2}^e y + \varphi), \\ Y_3^e(y) &= A_3^e e^{-j\beta_{y3}^e y}, \end{aligned} \quad (2.11)$$

де A_{11}^e , A_{12}^e , A_2^e , A_3^e – сталі, що визначають амплітуди поля, φ^e – стала фази, причому $\varphi^e = 0$, якщо в площині $y = 0$ виконуються граничні умови електричної стінки (2.1) або $\varphi^e = \frac{\pi}{2}$, для граничних умов на магнітній стінці (2.2) в площині $y = 0$.

Амплітуди A_{11}^e , A_{12}^e , A_2^e та A_3^e необхідно визначити таким чином, щоб тангенціальні складові електричного та магнітного поля в площинах $y = \frac{d}{2}$ та $y = b + \frac{d}{2}$ були неперервними [96]. Ці умови приводять до наступної системи рівнянь [25]:

$$\begin{cases} \varepsilon_1 \cos\left(\beta_{y1}^e \frac{d}{2}\right) A_{11}^e + \varepsilon_1 \sin\left(\beta_{y1}^e \frac{d}{2}\right) A_{12}^e - \varepsilon_2 \cos\left(\beta_{y2}^e \frac{d}{2} + \varphi^e\right) A_2^e = 0, \\ -\beta_{y1}^e \sin\left(\beta_{y1}^e \frac{d}{2}\right) A_{11}^e + \beta_{y1}^e \cos\left(\beta_{y1}^e \frac{d}{2}\right) A_{12}^e + \beta_{y2}^e \sin\left(\beta_{y2}^e \frac{d}{2} + \varphi^e\right) A_2^e = 0, \\ \varepsilon_1 \cos\left(\beta_{y1}^e \left(b + \frac{d}{2}\right)\right) A_{11}^e + \varepsilon_1 \sin\left(\beta_{y1}^e \left(b + \frac{d}{2}\right)\right) A_{12}^e - \varepsilon_3 A_3^e e^{-j\beta_{y3}^e \left(b + \frac{d}{2}\right)} = 0, \\ -\beta_{y1}^e \sin\left(\beta_{y1}^e \left(b + \frac{d}{2}\right)\right) A_{11}^e + \beta_{y1}^e \cos\left(\beta_{y1}^e \left(b + \frac{d}{2}\right)\right) A_{12}^e + jA_3^e \beta_{y3}^e e^{-j\beta_{y3}^e \left(b + \frac{d}{2}\right)} = 0, \end{cases} \quad (2.12)$$

Для того, щоб однорідна система лінійних рівнянь відносно невідомих амплітуд (2.12) мала нетривіальний (ненульовий) розв'язок необхідно, щоб її визначник дорівнював нулю:

$$\begin{vmatrix} \varepsilon_1 \cos\left(\beta_{y1}^e \frac{d}{2}\right) & \varepsilon_1 \sin\left(\beta_{y1}^e \frac{d}{2}\right) & -\varepsilon_2 \cos\left(\beta_{y2}^e \frac{d}{2} + \varphi^e\right) & 0 \\ -\beta_{y1}^e \sin\left(\beta_{y1}^e \frac{d}{2}\right) & \beta_{y1}^e \cos\left(\beta_{y1}^e \frac{d}{2}\right) & \beta_{y2}^e \sin\left(\beta_{y2}^e \frac{d}{2} + \varphi^e\right) & 0 \\ \varepsilon_1 \cos\left(\beta_{y1}^e \left(b + \frac{d}{2}\right)\right) & \varepsilon_1 \sin\left(\beta_{y1}^e \left(b + \frac{d}{2}\right)\right) & 0 & -\varepsilon_3 \\ -\beta_{y1}^e \sin\left(\beta_{y1}^e \left(b + \frac{d}{2}\right)\right) & \beta_{y1}^e \cos\left(\beta_{y1}^e \left(b + \frac{d}{2}\right)\right) & 0 & j\beta_{y3}^e \end{vmatrix} = 0. \quad (2.13)$$

Для заданого β^e (2.10) та (2.13) формують систему чотирьох рівнянь відносно чотирьох невідомих $\beta_{yi}^e, i = \overline{1,3}$ та k . Розв'язок цієї системи визначає резонансну частоту LM - моди, що відповідає хвильовому числу β^e .

Аналогічно для LE -мод резонансна частота, що відповідає хвильовому числу β^m , визначається системою, що складається з (2.10) та наступним рівнянням:

$$\begin{vmatrix} \cos\left(\beta_{y1}^m \frac{d}{2}\right) & \sin\left(\beta_{y1}^m \frac{d}{2}\right) & -\sin\left(\beta_{y2}^m \frac{d}{2} + \varphi^m\right) & 0 \\ -\beta_{y1}^m \sin\left(\beta_{y1}^m \frac{d}{2}\right) & \beta_{y1}^m \cos\left(\beta_{y1}^m \frac{d}{2}\right) & -\beta_{y2}^m \cos\left(\beta_{y2}^m \frac{d}{2} + \varphi^m\right) & 0 \\ \cos\left(\beta_{y1}^m \left(b + \frac{d}{2}\right)\right) & \sin\left(\beta_{y1}^m \left(b + \frac{d}{2}\right)\right) & 0 & -1 \\ -\beta_{y1}^m \sin\left(\beta_{y1}^m \left(b + \frac{d}{2}\right)\right) & \beta_{y1}^m \cos\left(\beta_{y1}^m \left(b + \frac{d}{2}\right)\right) & 0 & j\beta_{y3}^m \end{vmatrix} = 0, \quad (2.14)$$

де $\varphi^m = 0$, якщо в площині $y = 0$ виконуються граничні умови електричної стінки (2.1) або $\varphi^m = -\frac{\pi}{2}$, для граничних умов на магнітній стінці (2.2) в площині $y = 0$.

Розв'язки систем рівнянь (2.10), (2.13) та (2.10), (2.14) залежать від величини d , а отже переміщуючи діелектричні пластини одна відносно одної можна змінювати резонансну частоту діелектричного резонатора. Діапазон перелаштування буде визначатися кількісною зміною хвильових чисел β_{y1}^e та β_{y1}^m .

Для LM -мод, у яких площині симетрії відповідає магнітна стінка, тобто $\varphi^e = \frac{\pi}{2}$, поперечне хвильове число β_{y1}^e з ростом d незначно спадає. Разом з тим, якщо в площині симетрії електрична стінка, тобто $\varphi^e = 0$, збільшення d призводить до значного зростання поперечного хвильового числа β_{y1}^e . Слід зазначити, що поперечне хвильове число β_{y1}^e приймає найменше значення у випадку, коли площині симетрії відповідає електрична стінка. Тому найнижчу резонансну частоту LM -моди знаходять як найменший корінь системи (2.10), (2.13) з $\varphi^e = 0$. Отже найнижча LM -мода має високу чутливість резонансної частоти до переміщення пластин. Як приклад, на рис. 2.2 показано розв'язки системи у випадку $\varepsilon_2 = \varepsilon_3 = 1$, $\beta^e b = 5$ для різних ε_1 та d .

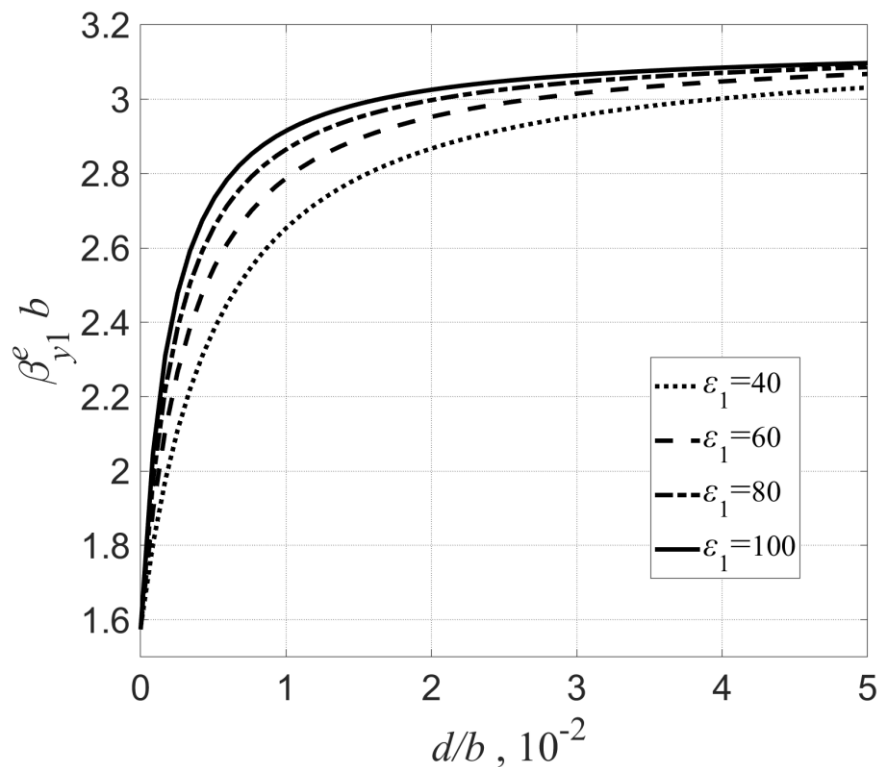


Рис. 2.2. Залежність нормованого поперечного хвильового числа $\beta_{y1}^e b$ найнижчої LM -моди від нормованого на товщину діелектричної пластини повітряного проміжку для різних ε_1

Як видно з рис. 2.2 поперечне хвильове число, а відповідно до (2.10) і резонансна частота, найнижчої LM -моди є чутливою до переміщень. Переміщення пластин на долі відсотків від її товщини призводить до зміни хвильового числа на десятки відсотків в залежності від діелектричної проникності пластини. Чутливість резонансної частоти до переміщення та діапазон перелаштування зростає з ростом діелектричної проникності та зменшенням товщини пластин. В той же час чутливість до переміщення та діапазон перелаштування поперечного хвильового числа найнижчої LE -моди є незначним. Зміна проміжку між пластинами на одиниці та десятки відсотків призводить до зміни хвильового числа на долі відсотків і практично не залежить від діелектричної проникності пластини для матеріалів з відносною діелектричною проникністю більшою ніж 40 (рис. 2.3).

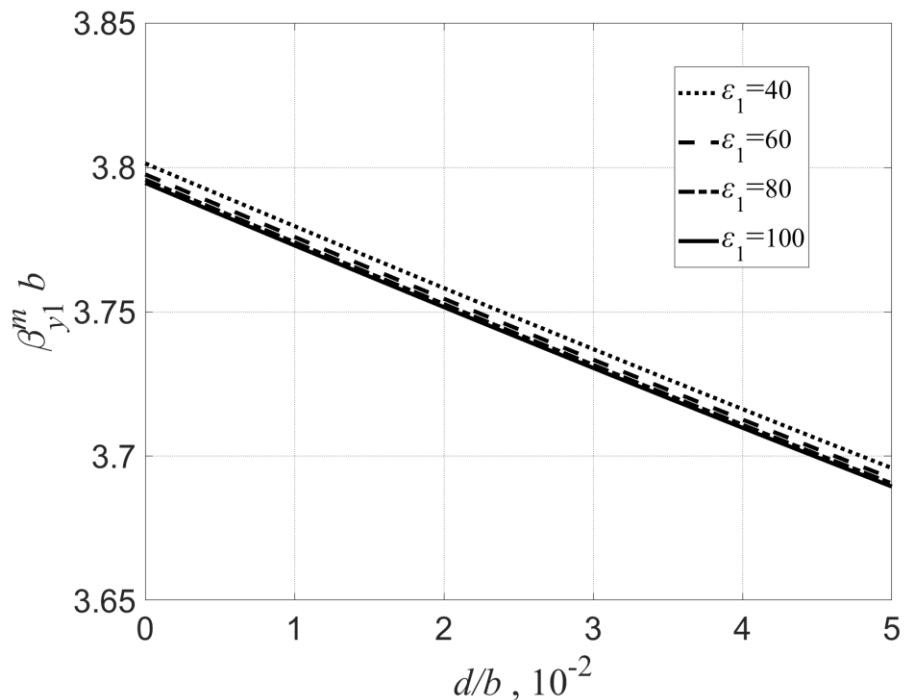


Рис. 2.3. Залежність нормованого поперечного хвильового числа $\beta_{y1}^m b$ найнижчої LE -моди від нормованого на товщину діелектричної пластини повітряного проміжку для різних ϵ_1

Основною відмінністю LE -мод від нижчої LM -моди є відсутність у LE -мод компоненти E_y . Отже для значного перелаштування резонансної частоти необхідно

використовувати такі моди, у яких нормальна до границі розподілу діелектрик-повітря компонента електричного поля є домінуючою.

Аналогічно до LE -мод незначне перелаштування спостерігається у LM типів коливань з симетричним розподілом електромагнітного поля відносно площини симетрії, коли їй відповідає магнітна стінка. Для таких типів електрична складова електромагнітного поля є паралельною до площини поділу повітря-діелектрик, що не відповідає умові високої чутливості зміни характеристик до переміщення пластин.

Розподіл електромагнітного поля для LM -мод знаходять з (2.4) після розв'язання системи рівнянь (2.12). Оскільки за умови (2.13) система (2.12) має нескінченну множину розв'язків, то можна обрати незалежну амплітуду, наприклад A_{11}^e , і виразити через нею інші розв'язки (амплітуди) шляхом виключення з системи одного з рівнянь і розв'язуючи систему трьох лінійних алгебраїчних рівнянь відносно трьох невідомих амплітуд A_{12}^e , A_2^e та A_3^e . Проте, оскільки вибір рівняння, яке слід вилучити з системи (2.12) не є однозначним і може призвести до системи з погано обумовленою матрицею, то більш доречним є розв'язання системи з чотирьох рівнянь відносно трьох невідомих:

$$\begin{cases} \varepsilon_1 \sin\left(\beta_{y1}^e \frac{d}{2}\right) A_{12}^e - \varepsilon_2 \cos\left(\beta_{y2}^e \frac{d}{2} + \varphi^e\right) A_2^e = -\varepsilon_1 \cos\left(\beta_{y1}^e \frac{d}{2}\right) A_{11}^e, \\ \beta_{y1}^e \cos\left(\beta_{y1}^e \frac{d}{2}\right) A_{12}^e + \beta_{y2}^e \sin\left(\beta_{y2}^e \frac{d}{2} + \varphi^e\right) A_2^e = \beta_{y1}^e \sin\left(\beta_{y1}^e \frac{d}{2}\right) A_{11}^e, \\ \varepsilon_1 \sin\left(\beta_{y1}^e \left(b + \frac{d}{2}\right)\right) A_{12}^e - \varepsilon_3 A_3^e e^{-j\beta_{y3}^e \left(b + \frac{d}{2}\right)} = \varepsilon_1 \cos\left(\beta_{y1}^e \left(b + \frac{d}{2}\right)\right) A_{11}^e, \\ \beta_{y1}^e \cos\left(\beta_{y1}^e \left(b + \frac{d}{2}\right)\right) A_{12}^e + jA_3^e \beta_{y3}^e e^{-j\beta_{y3}^e \left(b + \frac{d}{2}\right)} = \beta_{y1}^e \sin\left(\beta_{y1}^e \left(b + \frac{d}{2}\right)\right) A_{11}^e, \end{cases} \quad (2.15)$$

методом сингулярного розкладу матриці (SVD) [97].

Розв'язки системи лінійних алгебраїчних рівнянь (2.15) залежать від амплітуди A_{11}^e , яка визначає енергію, що накопичується в резонансній системі. Оскільки у разі зміни товщини повітряного прошарку співвідношення між розв'язками (2.15) змінюється, то амплітуда A_{11}^e , що відповідає одній й тій самій енергії, також змінюється.

ся. Тому, для порівняння розподілу компонент електромагнітного поля для різних значень товщини повітряного прошарку d всі амплітуди нормувались на наступне значення [25]:

$$N = \sqrt{\int_{d/2}^{b+d/2} (Y_1^e(y))^2 dy + \int_0^{d/2} (Y_2^e(y))^2 dy + \int_{b+d/2}^{\infty} (Y_3^e(y))^2 dy}.$$

Розподіл нормованих компонент E_y , E_x та H_z електромагнітного поля нижчої LM -моди в одномірному перелаштовуваному діелектричному резонаторі для різних товщини повітряного прошарку d продемонстровано на рис. 2.4.

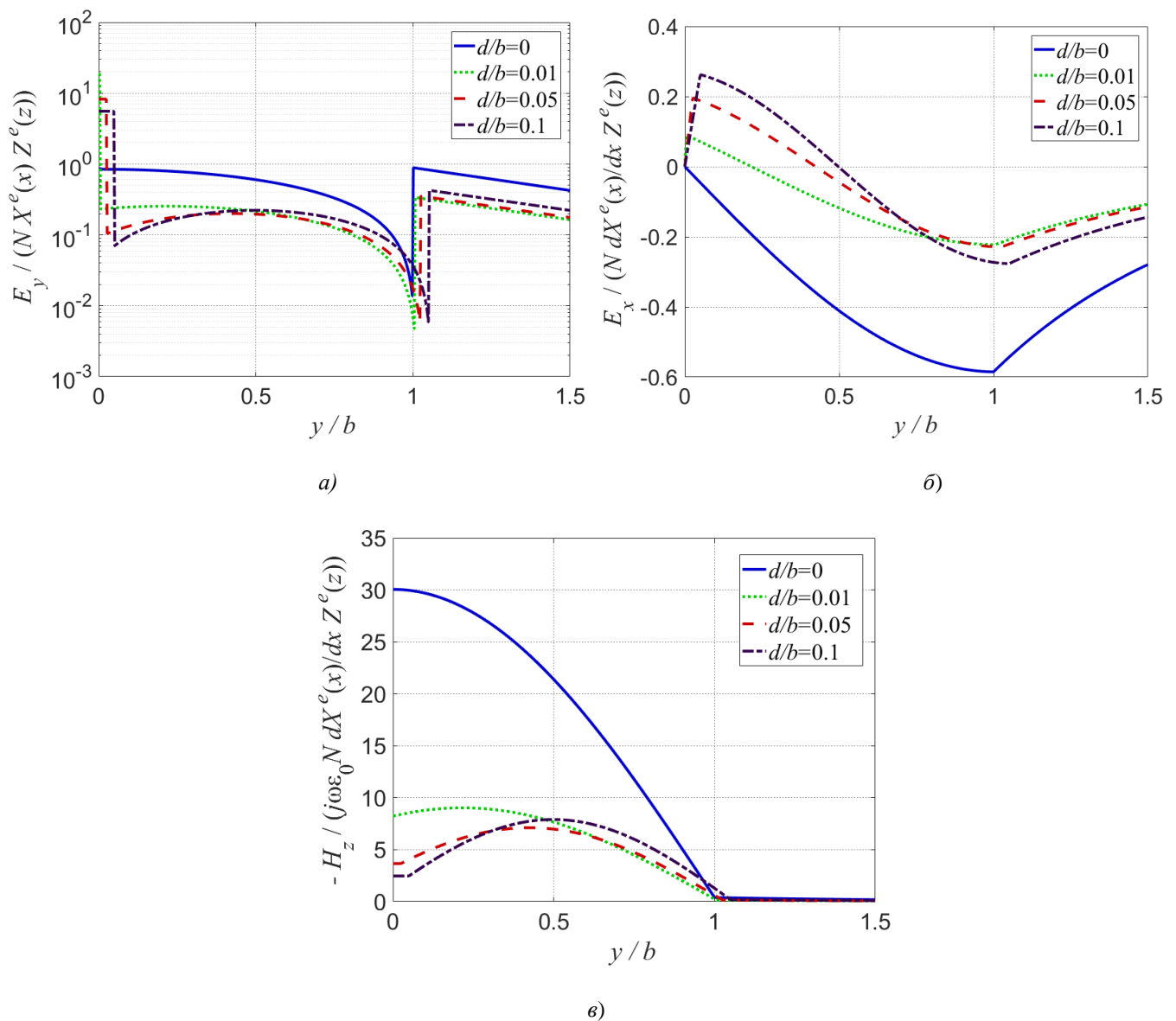


Рис. 2.4. Розподіл компонент електромагнітного поля нижчої LM -моди у напрямку Oy . $\epsilon = 80$, $\beta^e b = 1.5$

Як видно, поява та зміна повітряного проміжку між діелектричними пластинами призводить до суттєвої зміни розподілу електромагнітного поля, що відображається у перелаштуванні резонансної частоти. Електромагнітне поле LE -мод мало залежить від повітряного проміжку між діелектричними пластинами, а й отже резонансні частоти цієї моди не можуть перелаштовуватись за рахунок мікропереміщень.

Розв'язки системи рівнянь (2.10) та (2.13) залежать від β^e . Хвильове число β^e впливає на чутливість перелаштування. Як видно з рис. 2.5 чутливість перелаштування поперечного хвильового числа β_{y1}^e зростає з ростом хвильового числа β^e . Проте, враховуючи (2.10) діапазон зміни резонансної частоти зменшується з ростом хвильового числа β^e (рис. 2.6).

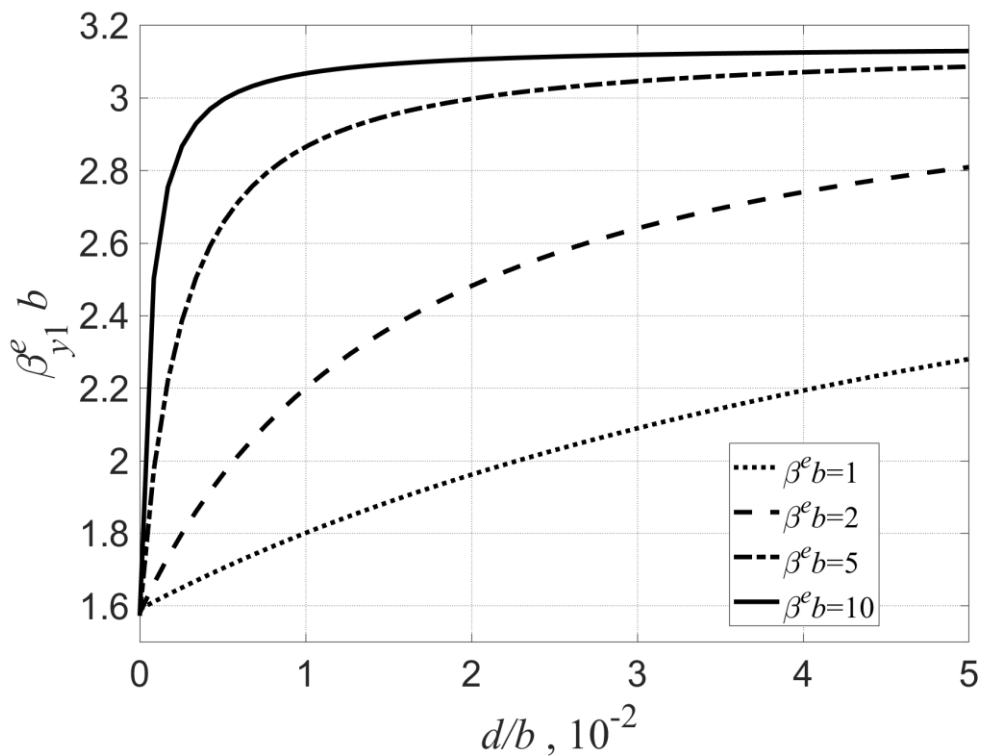


Рис. 2.5. Залежність нормованого поперечного хвильового числа $\beta_{y1}^e b$ найнижчої LM -моди від нормованого на товщину діелектричної пластини повітряного проміжку для різних β^e

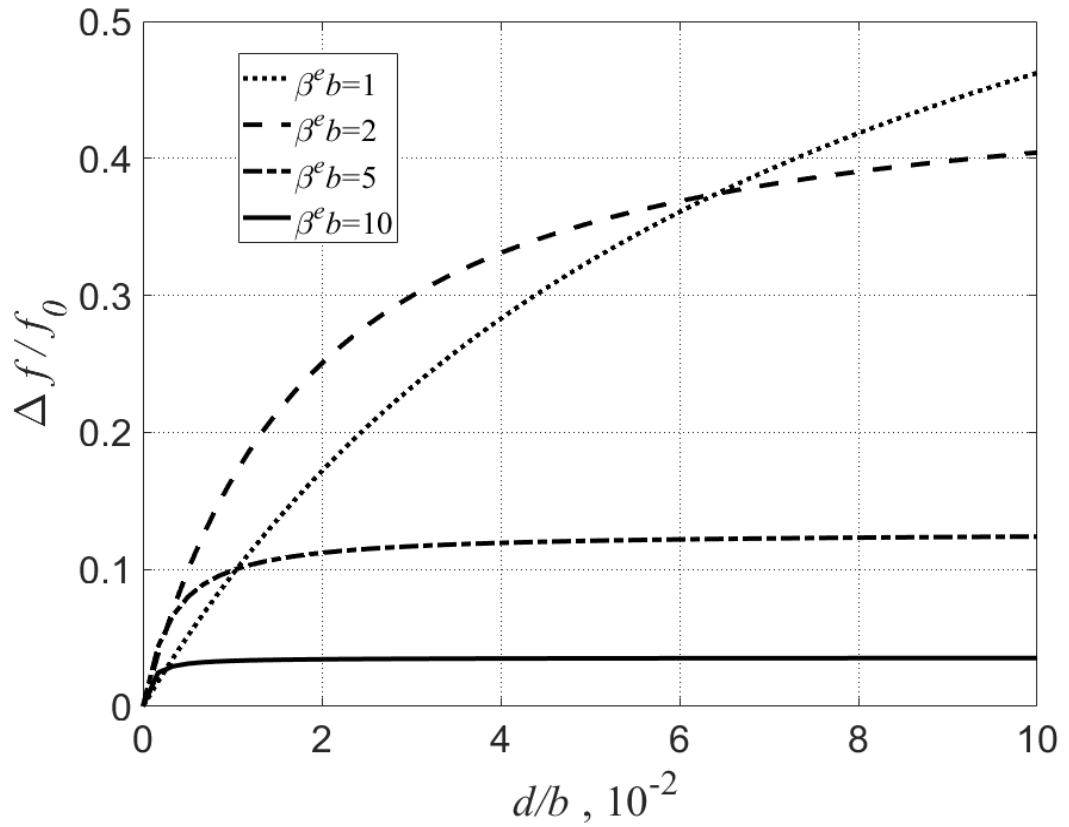


Рис. 2.6. Залежність відносної зміни резонансної частоти від нормованого на товщину діелектричної пластини повітряного проміжку для різних β^e

Отже необхідно знайти компроміс у виборі геометричної конструкції резонатора для того, щоб задовольнити вимоги необхідної чутливості та діапазону перелаштування.

Слід зазначити, що для малих β^e розв'язки системи (2.10) та (2.13) відносно резонансної частоти є комплексними, а отже електромагнітна хвиля поширюється в вільний простір, а структура не є резонансним елементом. Для того, щоб структура, що розглядається була резонатором необхідно, щоб β_{y3}^e було уявним. А отже мінімальне значення β^e може бути знайдено з умови:

$$\beta_{y3}^e = 0, \quad (2.16)$$

а отже, як впливає з (2.10):

$$\varepsilon_3 k^2 = \beta^{e^2}. \quad (2.17)$$

З (2.13) для $d = 0$ маємо:

$$\frac{\varepsilon_3}{\varepsilon_1} \beta_{y1}^e \operatorname{tg} \beta_{y1}^e b = j \beta_{y3}^e. \quad (2.18)$$

Звідки враховуючи (2.16), (2.17) та перше рівняння (2.10), отримуємо

$$\beta_{\min}^e = \varepsilon_3 \frac{\pi}{b \sqrt{\varepsilon_1 - \varepsilon_3}}. \quad (2.19)$$

Структури з β^e , що задовольняє формулу (2.19) мають найширший діапазон перелаштування, але найменшу чутливість до переміщень діелектричних пластин.

Перелаштування резонансної частоти одновимірної діелектричної неоднорідності можна характеризувати введенням поняття ефективної діелектричної проникності ε_{eff} , яка дорівнює такій відносній діелектричній проникності однорідної структури товщиною $2b$, за якої довжина хвилі, а відтак і резонансні частоти, в однорідної і неоднорідної структури є рівними. Для однорідної структури дисперсійне рівняння має вигляд:

$$\varepsilon_{eff} k^2 = \beta_{y0}^{e^2} + \beta^e{}^2, \quad (2.20)$$

де β_{y0}^e – розв'язок рівняння (2.18).

З формул (2.10) та (2.20) випливає:

$$\varepsilon_{eff} = \varepsilon_1 \frac{\beta_{y0}^{e^2} + \beta^e{}^2}{\beta_{y1}^{e^2} + \beta^e{}^2} = \varepsilon_1 \left(1 - \frac{\beta_{y1}^{e^2} - \beta_{y0}^{e^2}}{\beta_{y1}^{e^2} + \beta^e{}^2} \right).$$

Ефективна діелектрична проникність залежить від типу коливань. Залежності ефективної діелектричної проникності від параметрів діелектричної пластини представлено на рис. 2.7.

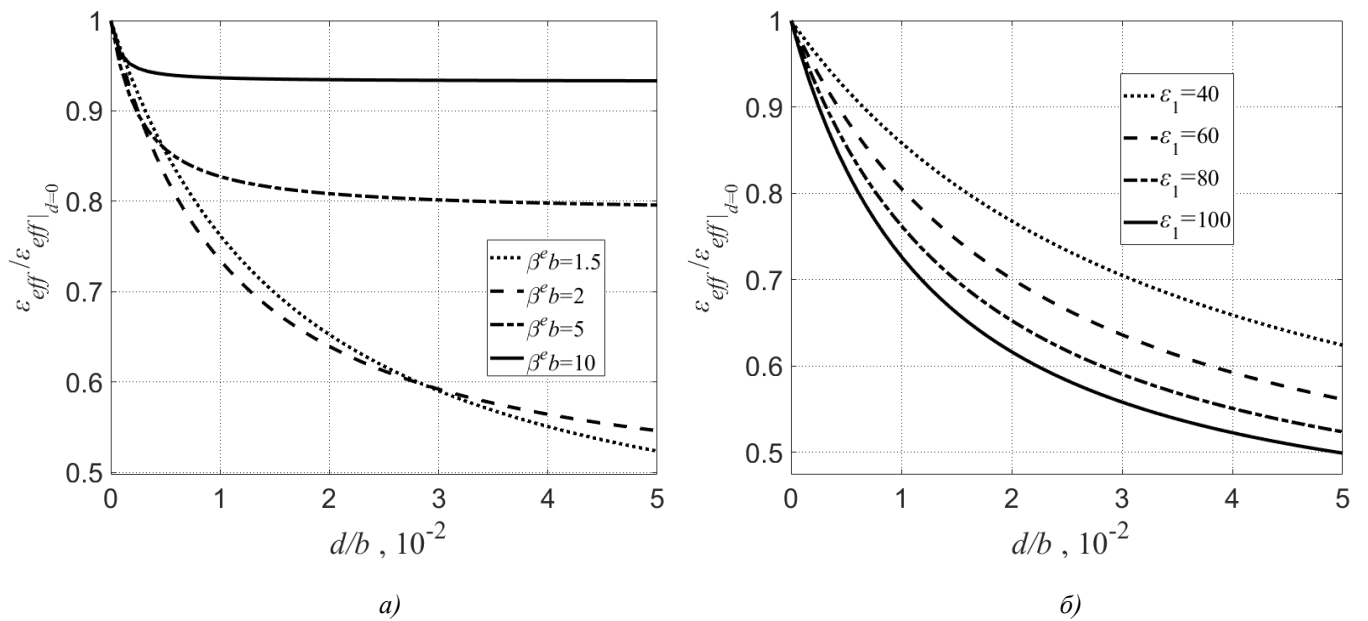


Рис. 2.7 Залежність відносної зміни ефективної діелектричної проникності від нормованого на товщину діелектричної пластини повітряного проміжку для різних β^e та $\epsilon_1 = 80$ (а) і для різних ϵ_1 та $\beta^e = 1.5$ (б)

Як видно з рис. 2.7, а та рис. 2.7, б чутливість зміни ефективної діелектричної проникності до переміщення пластин зростає зі збільшенням діелектричної проникності матеріалу пластин. Проте, діапазон перелаштування збільшується зі зменшенням хвильового числа β^e . Найбільший діапазон перелаштування визначається найменшим значенням β_{min}^e , яке розраховується за формулою (2.19).

Втрати у одновимірній діелектричній неоднорідності визначають власну добротність одновимірного резонатора, яка є відношенням енергії, що запасється у резонаторі до енергії втрат, які виникають внаслідок перетворення енергії електромагнітного поля у теплову енергію. Наявність втрат призводить до появи уявної частини резонансної частоти, і вона стає комплексною величиною:

$$f = f' + j f'' = f' \left(1 + \frac{j}{2Q_0} \right),$$

де f' , f'' – дійсна і уявна частини резонансної частоти f , $Q_0 = \frac{f'}{2f''}$ – власна добротність резонатора, що характеризує дисипативні втрати у резонаторі.

Власна добротність резонатора нижчого LM -типу коливань знаходиться з розв'язання задачі (2.13) для випадку комплексного значення відносної діелектричної у області 1 [25]:

$$\varepsilon_1^* = \varepsilon_1(1 - j \operatorname{tg} \delta),$$

де $\operatorname{tg} \delta$ – тангенс кута діелектричних втрат у області 1. Результати розв'язання цієї задачі продемонстровано на рис. 2.8.

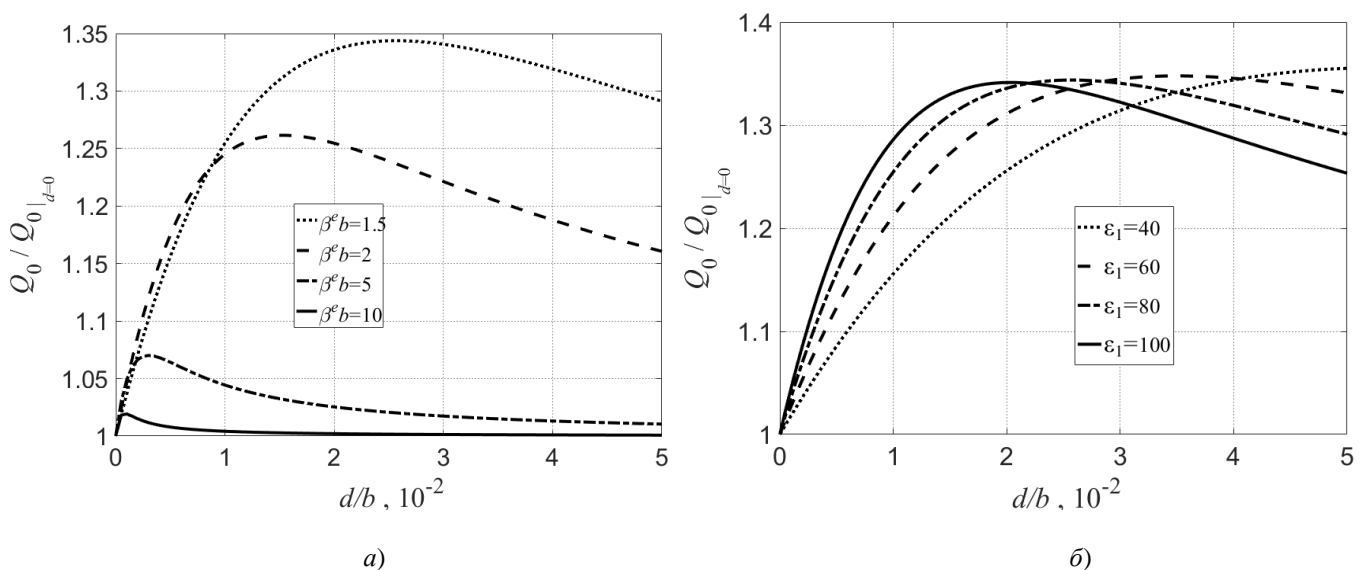


Рис. 2.8. Залежність нормованої власної добротності найнижчої LM -моди від нормованого на товщину діелектричної пластини повітряного проміжку для різних β^e (а) та ε_1 (б)

Як видно з рис. 2.8 власна добротність резонатора в процесі перелаштування резонансної частоти має екстремальну залежність, тобто добротність зростає на початковій ділянці перелаштування коли виникає повітряний проміжок між складовими частинами резонатора і він поступово збільшується, але досягнувши точки максимуму власна добротність починає спадати. Проте, для будь-якого повітряного проміжку власна добротність резонатора залишається більшою, ніж у однорідного резонатора. Це пов'язано з тим, що наявність неоднорідності у вигляді повітряного проміжку між діелектричними пластинами призводить до перерозподілу електромагнітного поля на користь повітряного проміжку (див. рис. 2.4), у якому втрати, практично, відсутні. Слід зазначити, що фактори, що впливають на збільшення діапазону

перелаштування резонансної частоти призводять також до зростання точки максимуму власної добротності оскільки вони пов'язані одними й тими самими фізичними процесами.

Таким чином одновимірна діелектрична неоднорідність є найпростішим діелектричним резонансним елементом, який здатний до перелаштування шляхом переміщення діелектричних пластин одна відносно одної. Чутливість резонансної частоти до переміщень та діапазон перелаштування залежать від резонансної моди, товщини та матеріалу пластин. Вища чутливість та ширший діапазон спостерігається для LM -мод, у яких є нормальна до границі розподілу діелектрик-повітря компонента електричного поля. Для цих мод резонансна частота може перелаштовуватись на десятки відсотків за переміщень, що складають одиниці відсотків від товщини пластин або десятки-сотні мікрометрів в сантиметровому діапазоні довжин хвиль та зменшуються з ростом частоти. Такі мікропереміщення можуть бути реалізовані за допомогою п'єзоелектричних та електрострикційних актюаторів, щоб забезпечити електричний спосіб перелаштування. Особливістю такого способу перелаштування є, щонайменше, не погіршення власної добротності резонансного елемента, та, навіть, її збільшення. Виявлені закономірності справедливі для діелектричних резонаторів більш складної форми, які будуть теоретично та експериментально розглянуті у наступних підрозділах.

2.2. Конструкція мікромеханічно перелаштовуваного діелектричного резонатора

Основною робочою модою діелектричних резонаторів є TE_{018} -мода, у якій силові лінії електричного поля переважно розташовані в площині поперечного перерізу та паралельні боковій поверхні (рис. 2.9). Як показано в попередньому розділі для ефективного перелаштування повітряну неоднорідність треба розташовувати таким чином, щоб лінії електричного поля були перпендикулярні границі поділу діелектрик-повітря.

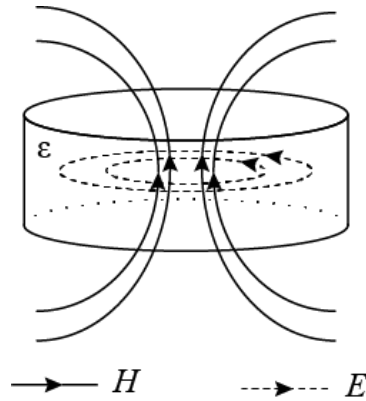


Рис. 2.9. Силлові лінії електромагнітного поля в діелектричному резонаторі циліндричної форми для $TE_{01\delta}$ -моди

Однією з конструкцій перелаштовуваного резонатора є складений діелектричний резонатор (СДР) циліндричної форми, який складається з двох напівциліндрів радіусом R і висотою h , що розділяються повітряним проміжком товщиною d (рис. 2.10). В представленому СДР при збудженні на нижчому типі коливань $TE_{01\delta}$, повітряний зазор буде перпендикулярно перетинати силлові лінії електричного поля резонатора. Таке розташування діелектричної неоднорідності призводить до значного збурення електромагнітного поля і, як результат, зміни електромагнітних характеристик резонатора.

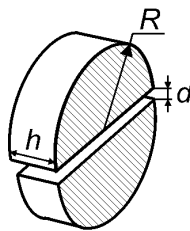


Рис. 2.10. Складений циліндричний діелектричний резонатор

СДР можуть мати й інші геометричні форми: сферичну, прямокутну [98] та кільцеву [20]. Оскільки СДР рфзної форми мають схожі властивості, далі будуть розглядатися переважно циліндричної форми.

2.3. Методи дослідження

Для розрахунку характеристик моделі СДР, який розміщений у регулярному прямокутному хвилеводі, застосовувався метод скінченних елементів [98]–[99]. Роз-

раховані частотні залежності коефіцієнтів відбиття S_{11} та передачі S_{21} апроксимувалися формулами, отриманими методом теорії кіл для зв'язаної системи [100]:

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{K_0}{1 + j\xi + K_0}, \\ S_{21} &= \frac{1 + j\xi}{1 + j\xi + K_0}, \end{aligned} \quad (2.21)$$

де $\xi = Q_0 \left(\frac{f_0}{f} - \frac{f}{f_0} \right)$, f – робоча частота, f_0 – резонансна частота, Q_0 – власна добротність, K_0 – коефіцієнт зв'язку резонатора з лінією на резонансній частоті.

Резонансна частота, власна добротність та коефіцієнт зв'язку знаходились з умови мінімального відхилення значень отриманих за формулами (2.21) та методом скінченних елементів поблизу резонансної частоти.

В експериментальних дослідженнях одна частина СДР нерухомо закріплювалась на підкладці у відрізку прямокутного хвильоводу, як показано на рис. 2.11

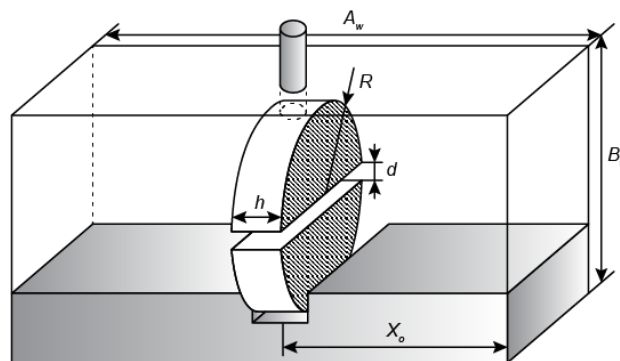


Рис. 2.11. Розміщення СДР у відрізку прямокутного хвильоводу під час експериментальних досліджень

Інша частина СДР переміщувалася за допомогою поршня мікрометричним гвинтом. Рухомий поршень та підкладка були виготовлені з полістиролу, який має низьке значення діелектричної проникності ($\epsilon = 2.2 - 2.7$) [101], щоб не впливати суттєво на значення резонансних частот СДР. Вимірювальна секція підключалась до векторного аналізатора електричних схем та вимірювались частотні залежності параметрів матриці розсіювання. Один з стендів, в якому використовувався хвильвід з поперечним перерізом 58x25 мм, показано на рис. 2.12.

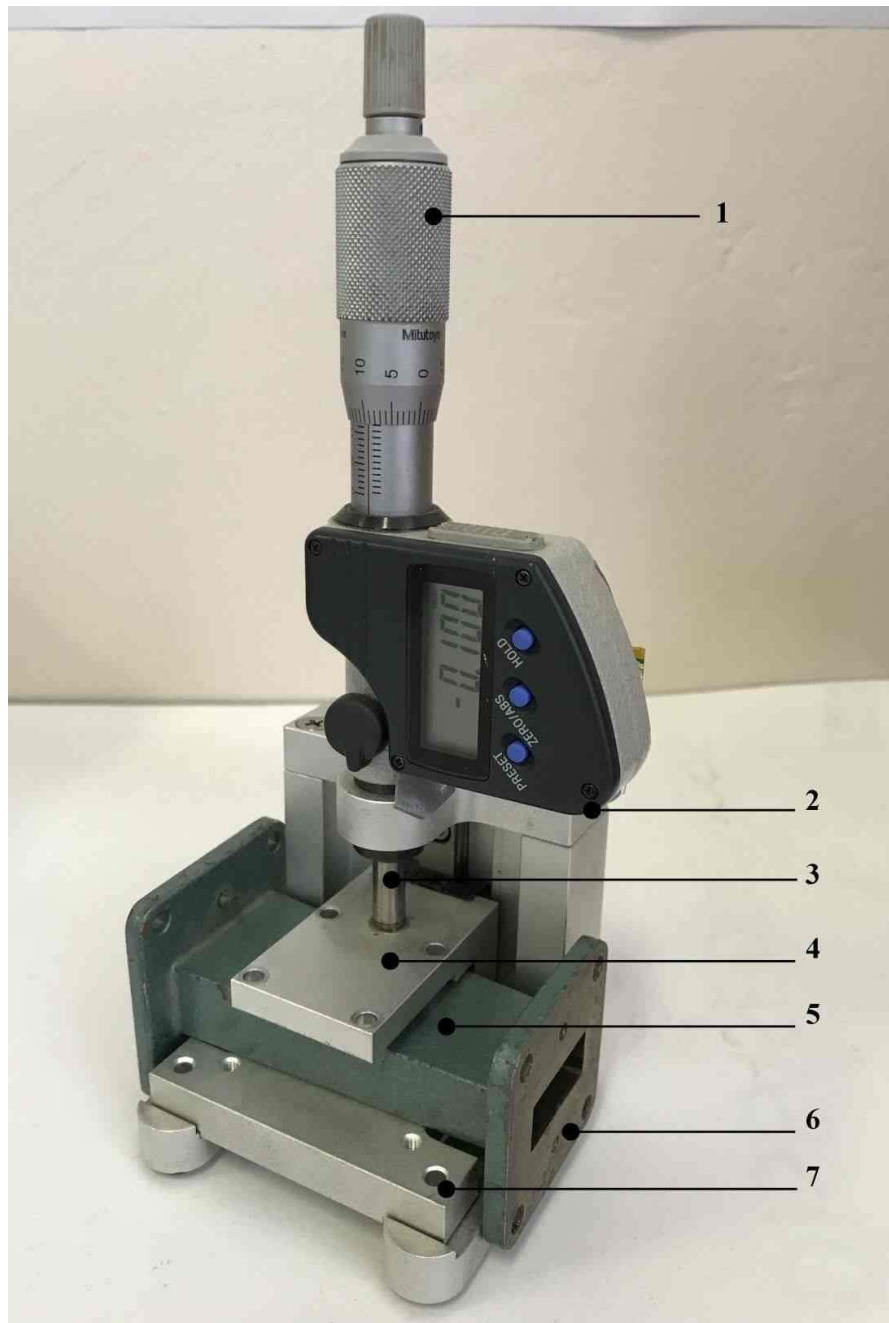
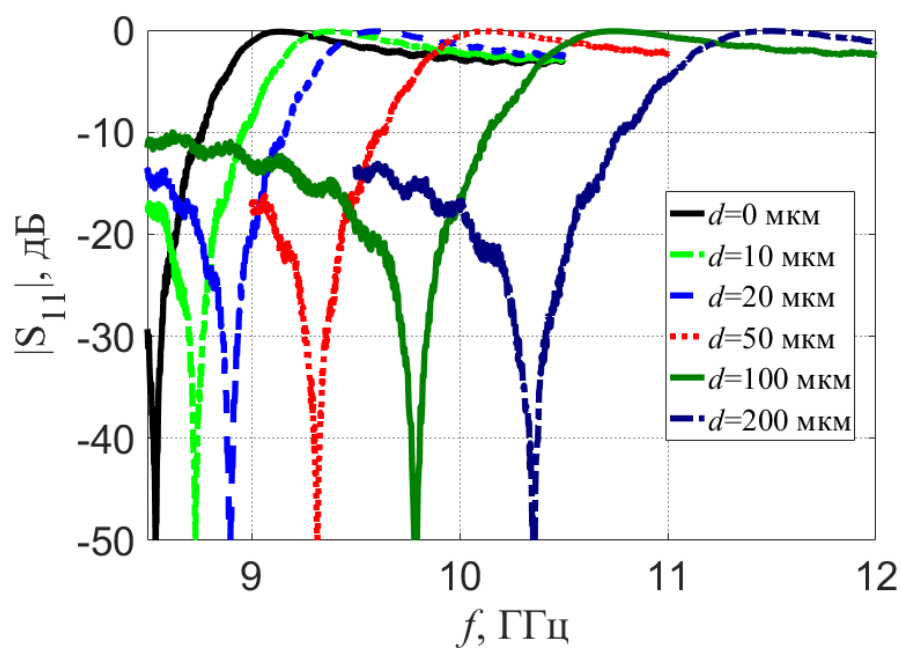
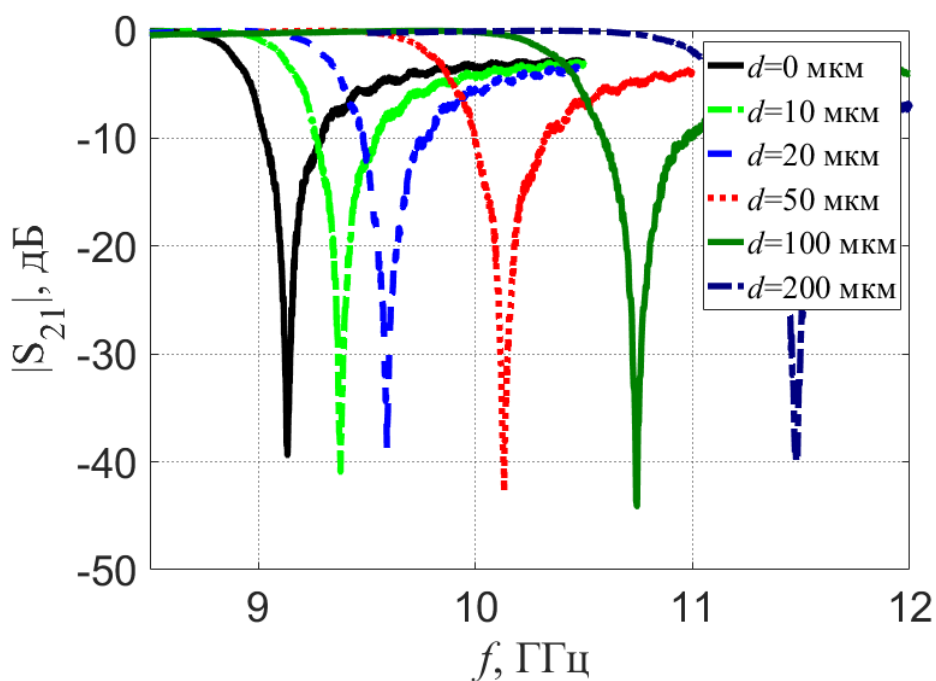


Рис. 2.12. Експериментальний стенд для вимірювання характеристик СДР: 1 – мікрометричний гвинт; 2 – підставка; 3 – рухомий поршень; 4 – верхнє кріплення мікрометричного гвинта до хвилеводу; 5 – прямокутний хвилевід з поперечним перерізом 58x25 мм; 6 – фланець прямокутного хвилеводу; 7 – нижнє кріплення мікрометричного гвинта до хвилеводу

Приклад виміряних частотних характеристик параметрів матриці розсіювання для СДР в прямокутному хвилеводі з поперечним перерізом 23x10 мм наведено на рис. 2.13.



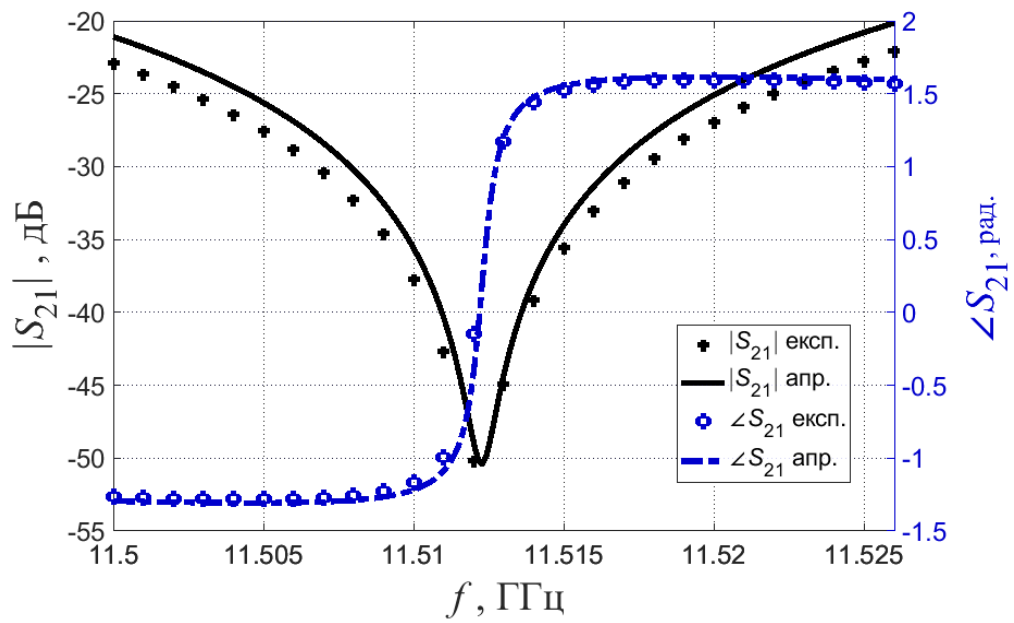
a)



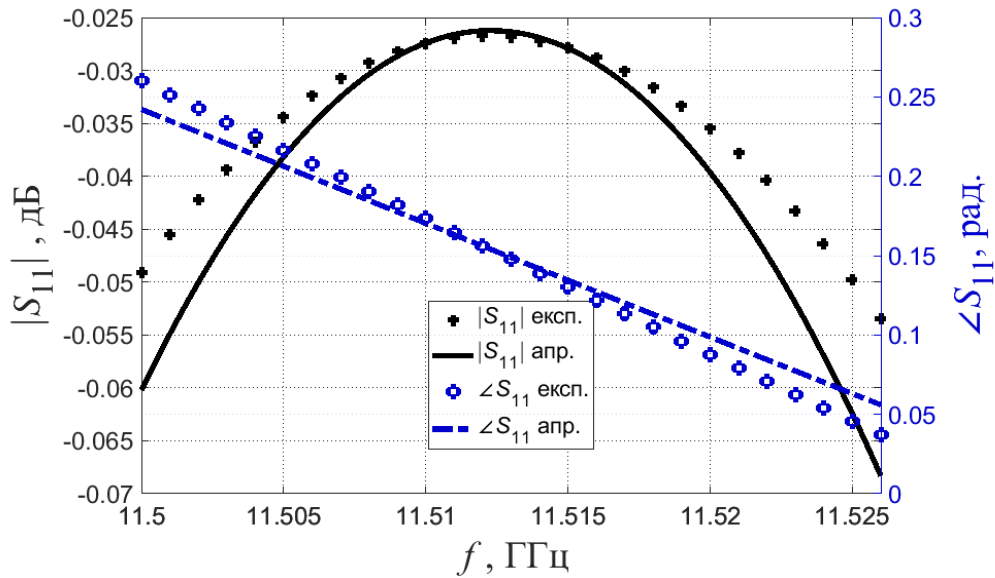
б)

Рис. 2.13 Виміряні залежності модулів коефіцієнтів відбиття S_{11} (a) та передачі S_{21} (б) від частоти для СДР з параметрами: $R = 3.5$ мм, $h = 1.6$ мм, $\varepsilon = 40$ та для різної товщини повітряного проміжку

Виміряні залежності апроксимувались формулами (2.21) поблизу резонансної частоти для знаходження власної добротності та коефіцієнту зв'язку шляхом мінімізації відхилю експериментальних даних від апроксимуючої кривої. Приклад розв'язаної задачі апроксимації наведено на рис. 2.14.



a)



б)

Рис. 2.14 Експериментальні та апроксимуючі частотні характеристики елементів матриці розсіювання

Слід зазначити, що параметри матриці розсіювання, які розраховані за формулами (2.21) відповідають площині, де розміщено резонатор. Проте ці параметри вимірюються в площинах на торцях фланців прямокутного хвильоводу. Тому виміряні залежності перераховувались таким чином, щоб відповідати площині розташування резонатора за формулами:

$$S_{11}^n = S_{11}^e \exp\left(-j4\pi \frac{l_1}{\lambda_{x8}}\right),$$

$$S_{21}^n = S_{21}^e \exp\left(-j2\pi \frac{l_1 + l_2}{\lambda_{x8}}\right),$$

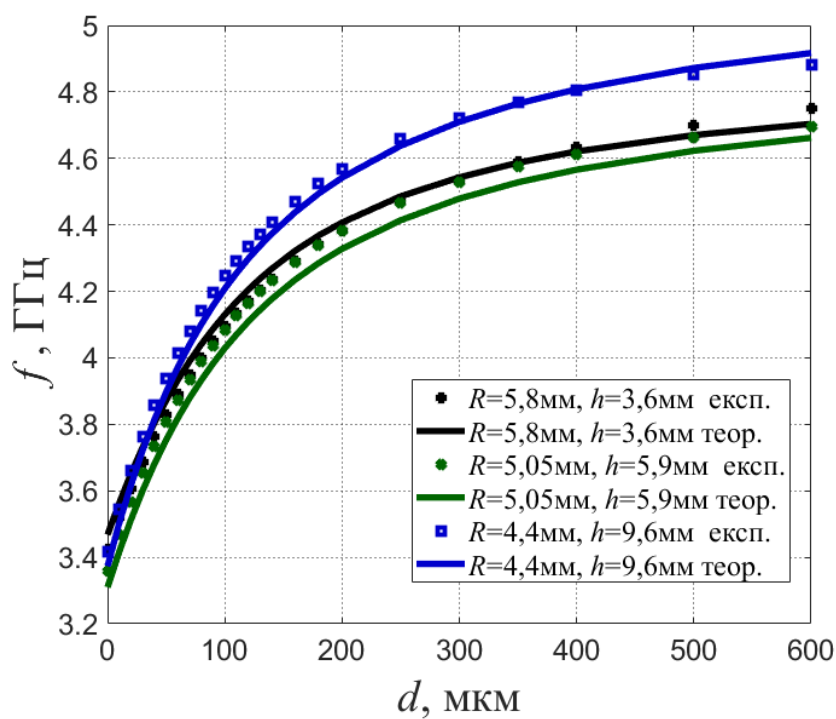
де S_{11}^n , S_{21}^n – перераховані коефіцієнти відбиття та передачі, S_{11}^e , S_{21}^e – виміряні елементи матриці розсіювання, l_1 та l_2 – електричні відстані від центра резонатора до вхідного та вихідного фланця хвилеводу відповідно, λ_{x8} – довжина хвилі у прямокутному хвилеводі.

Досліджувалися зразки СДР, виготовлені з матеріалів з різними електрофізичними параметрами, резонансні частоти яких знаходяться в різних частотних діапазонах (рис. 2.15).

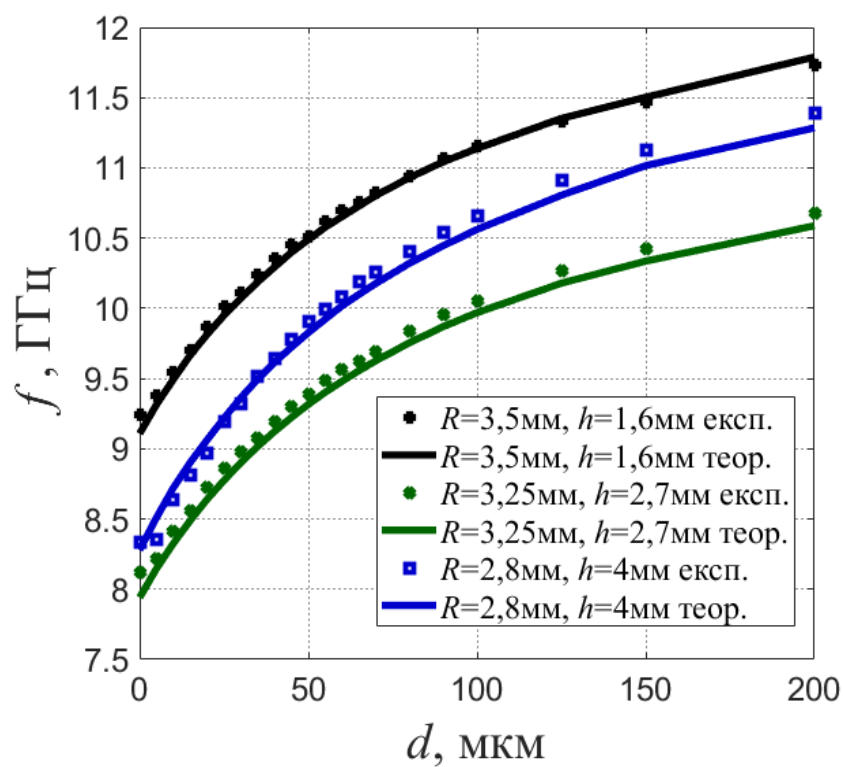


Рис. 2.15. СДР різної форми, виконані з матеріалів з різними електрофізичними параметрами

Деякі результати експериментально визначених резонансних частот для різних значень товщини повітряного проміжку показано на рис. 2.16.



a)



б)

Рис. 2.16 Експериментально визначена залежність резонансних частот СДР від повітряного проміжку товщиною d для різних діелектричної провідності матеріалу резонатора $\epsilon = 80$, хвилевід з поперечним перерізом 58x25 мм (а), $\epsilon = 40$, хвилевід з поперечним перерізом 23x10 мм (б)

Відносна похибка вимірювання резонансної частоти δf оцінювалась як похибка непрямих вимірювань:

$$\delta f = \sqrt{(\Xi_{\varepsilon}^f \delta \varepsilon)^2 + (\Xi_R^f \delta l)^2 + (\Xi_h^f \delta l)^2 + (\Xi_d^f \delta d)^2 + \delta f_{\text{вим}}^2}, \quad (2.22)$$

де $\Xi_{\beta}^{\alpha} = \frac{\beta}{\alpha} \frac{\partial \alpha}{\partial \beta}$ – чутливість характеристики α до зміни параметра β , δl – відносна похибка вимірювання радіуса та висоти резонатора, $\delta \varepsilon$ – відносна похибка визначення діелектричної проникності матеріалу резонатора, $\delta f_{\text{вим}}$ – відносна похибка прямого вимірювання частоти. Чутливості Ξ_{ε}^f , Ξ_R^f , Ξ_h^f , Ξ_d^f визначались з характеристик, що отримані з моделі СДР. Враховуючи, що для векторного аналізатора електричних схем похибка $\delta f_{\text{вим}}$ складає 0,2%, відносні похибки визначення діелектричної проникності матеріалу, розмірів R та h складали біля 1%, а абсолютна похибка мікрометричного гвинта складала 1 мкм, загальна похибка експериментального визначення частоти складала трохи більше 2%.

Як видно з рис. 2.16 різниця між виміряними значеннями резонансної частоти та теоретичними результатами не перевищує вимірювальної похибки.

2.4. Зв'язок параметрів резонатора з характеристиками перелаштування

Характеристики перелаштування залежать як від геометричних параметрів, так і від електрофізичних параметрів матеріалу діелектричного резонатора [29].

Як показано в підрозділі 2.1 для оцінки характеристик перелаштування можна використовувати поняття ефективної діелектричної проникності ε_{eff} , під яким розуміють таку проникність однорідного резонатора, який має такі ж макроскопічні характеристики як і неоднорідний. Такий підхід також використаний в роботах [102] та [103] для аналізу $TE_{01\delta}$ типів коливань СДР.

Вплив геометричних параметрів СДР на характеристики перелаштування $TE_{01\delta}$ типу коливань продемонстровано на рис. 2.17, де представлено залежність нормованого по відношенню до однорідного резонатора ефективної діелектричної проникності від висоти повітряного проміжку, нормованого до його радіуса. Цю за-

лежність можна використовувати для оцінки перелаштування резонансної частоти, оскільки вона є обернено пропорційною до кореня квадратного від ефективної діелектричної проникності. Зменшення величини ефективної діелектричної проникності призводить до зміщення резонансної частоти в більш високочастотну область.

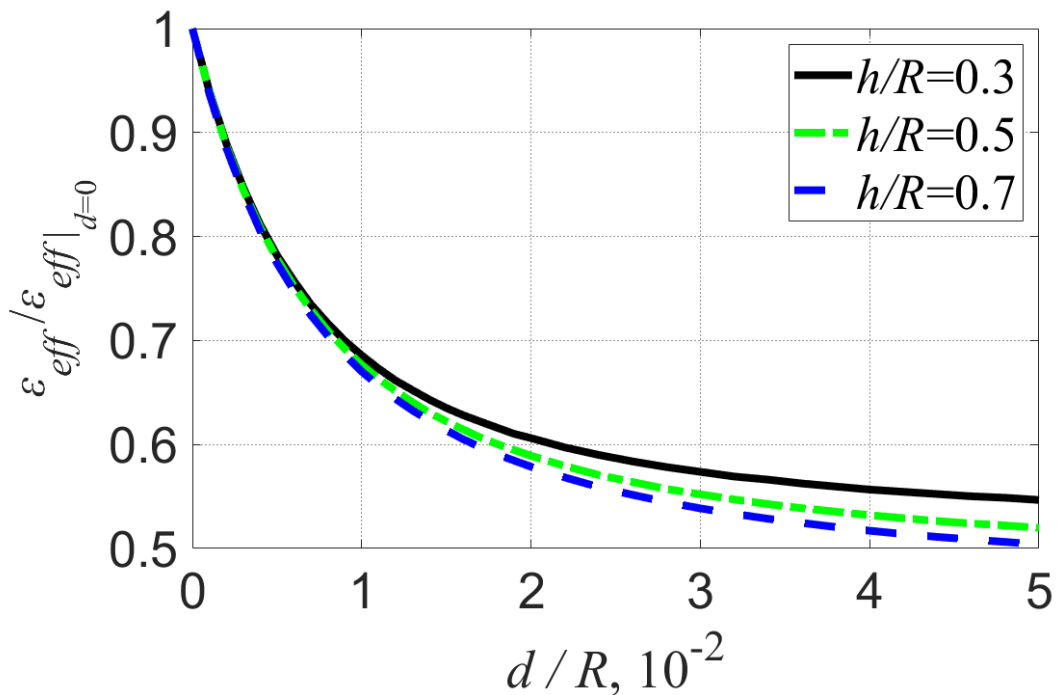


Рис. 2.17 Залежність відносної зміни ефективної діелектричної проникності СДР з діелектричної проникністю матеріалу $\epsilon = 80$ від нормованої товщини повітряного проміжку

Як було показано в підрозділі 2.1 діапазон перелаштування ефективної проникності залежить від відношення хвильового числа в напрямку переміщення до хвильових чисел, які перпендикулярні до цього напрямку, причому зі зменшенням останніх діапазон перелаштування збільшується. Така ж закономірність спостерігається і для більш складної форми резонатора [104]. Оскільки зі збільшенням відношення h/R зменшується складова резонансної частоти, що пов'язана з поздовжнім хвильовим числом, яке є перпендикулярним до напрямку переміщення, а останнє зменшується з ростом висоти резонатора h , то як видно з рис. 2.17, з ростом відношення h/R збільшується діапазон перелаштування резонансної частоти.

Чутливість перелаштування ефективної діелектричної проникності та діапазон перелаштування збільшується з ростом діелектричної проникності матеріалу резонатора (рис. 2.18), що узагальнює закономірності отримані в підрозділі 2.1.

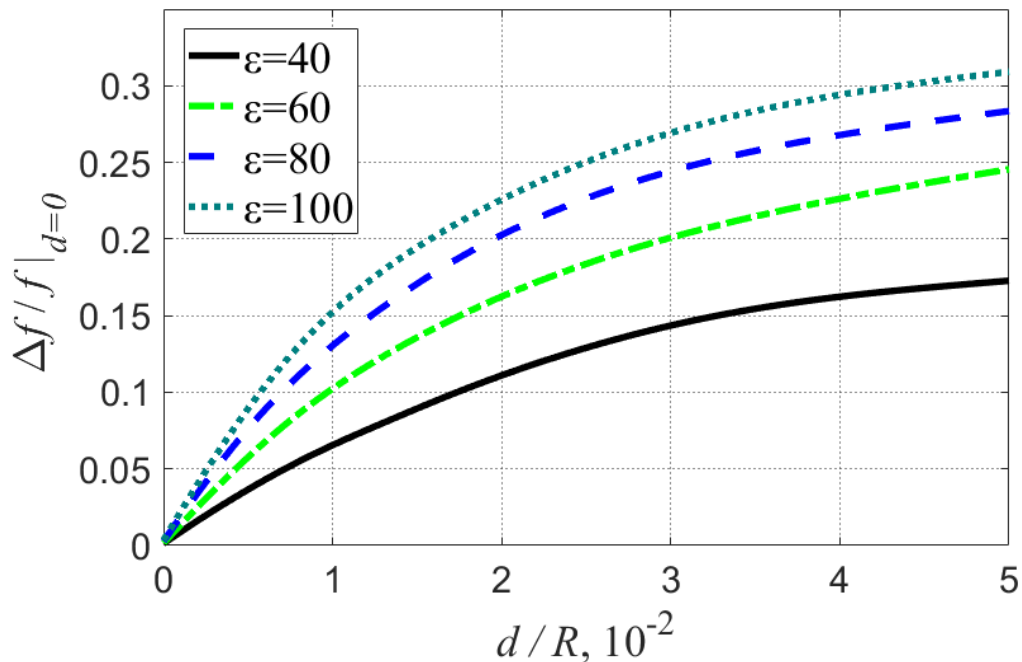


Рис. 2.18 Залежність відносної зміни резонансної частоти СДР з $h/R = 0.3$ від нормованої до радіуса величини повітряного проміжку

Слід зазначити, що для незмінної частоти збільшення висоти та діелектричної проникності матеріалу резонатора призводить до зменшення його радіуса, а отже зі збільшенням висоти h та ϵ зменшуються абсолютні переміщення складових частин для забезпечення одного і того самого діапазону перелаштування.

Таким чином, найбільша зміна ефективної діелектричної проникності і, як результат, резонансної частоти СДР досягається збільшенням діелектричної проникності матеріалу резонатора та співвідношення геометричних розмірів h/R . З чого випливає, що розширення діапазону перелаштування резонансної частоти для заданих границь переміщень складових частин СДР досягається вибором матеріалу резонатора з більшою діелектричною проникністю та зі збільшенням відношення товщини резонатора до його радіуса. Аналогічні властивості були виявлені у резонаторів сферичної, прямокутної [98] та кільцевої [20], [21] форми.

2.5. Висновки до розділу

1. Система з двох паралельних нескінченних діелектричних пластин з повітряним проміжком між ними є найпростішою діелектричною резонансною структурою, яка придатна для електромеханічного керування за допомогою електричних рушіїв: п'єзоелектричних або електрострикційних актюаторів. Розведення діелектричних пластин одна відносно одної призводить до зміни резонансної частоти структури, що може бути використано для створення електромеханічно перелаштовуваних резонансних елементів.
2. Методом часткових областей аналітично розв'язано електродинамічну задачу для одновимірної діелектричної неоднорідності в термінах LM - та LE -мод. Проблему зведено до задачі на власні числа та власні вектори. Власні числа визначають резонансні частоти відповідних типів коливань, а власні вектори – амплітуди компонент електромагнітного поля в часткових областях.
3. Показано, що для перелаштування внаслідок мікропереміщень придатні тільки LM -моди, для яких характерна наявність ненульової компоненти електричного поля нормальної до границі поділу діелектрик-повітря. Переміщення діелектричних пластин призводить до суттєвого перерозподілу електромагнітного поля LM -мод і, як результат, до зміни інтегральних характеристик резонатора, зокрема резонансної частоти.
4. Для кількісної оцінки керованості характеристик одновимірного діелектричного резонатора введено поняття його ефективної діелектричної проникності, яка визначає таку діелектричну проникність однорідної структури, за якою резонансні частоти однорідної та неоднорідної структур співпадають, а відтак зміна ефективної діелектричної проникності визначає зміну резонансної частоти. Діапазон зміни цієї величини росте зі збільшенням відносної проникності діелектрика та зі зменшенням добутку хвильового числа, що визначає розподіл електромагнітного поля у площині паралельній пластині, на товщину діелектричної пластини. Отримано залежності ефективної діелектричної проникності від електрофізичних і геометричних параметрів одновимірного діелектричного резонатора. Показано, що ефективна діелектрична проникність для LM -мод може суттєво змінюватися внаслідок мікропереміщень пластин одна відносно одної.

5. Власна добротність LM -мод резонатора на основі одновимірної діелектричної неоднорідності збільшується на початкових ділянках перелаштування, а потім монотонно спадає, залишаючись більшою ніж у однорідного резонатора. Тому досліджений спосіб перелаштування не вносить додаткових втрат і, щонайменше, не знижує власну добротність резонатора.

Зменшення дисипативних втрат пов'язано з тим, що наявність повітряного проміжку між діелектричними пластинами призводить до перерозподілу електромагнітного поля на користь повітряного проміжку, у якому втрати, практично, відсутні. Оскільки зростання добротності та діапазон перелаштування резонансної частоти обумовлені одними й тими самими фізичними процесами, то фактори, які покращують характеристики перелаштування, призводять також до зростання точки максимуму власної добротності.

6. Проведено експериментальні та теоретичні дослідження тривимірних складених діелектричних резонаторів, придатних до мікромеханічного перелаштування. Закономірності, що встановлено для одновимірного діелектричного резонатора справедливі і для тривимірного. Конструкцію циліндричного СДР вибрано таким чином, щоб для нижчої TE_{018} типу коливань електрична компонента поля була перпендикулярна границі поділу діелектрик-повітря. Діапазон та чутливість мікромеханічного перелаштування TE_{018} типу коливань СДР зростають зі збільшенням діелектричної проникності матеріалу та зі збільшенням відношення повздовжніх до поперечних розмірів резонатора. Зменшення геометричних розмірів СДР і перехід в більш високочастотний діапазон зменшує величину необхідних переміщень складових частин резонатора і в сантиметровому діапазоні довжин хвиль становить десятки мікрометрів, що дозволяє застосувати електромеханічний спосіб керування центральною частотою антени, побудованого на його основі.

7. Основні наукові результати, представлені в цьому розділі, викладено в роботах автора [20], [25], [27], [28] та [29].

3. Перелаштовувані мікросмужкові резонатори, як кінцеве навантаження мікросмужкової лінії

Мікросмужковий резонатор може бути створено як відрізок мікросмужкової лінії, яка навантажена на кінцях, зокрема розімкнута або замкнута. Резонансний елемент може бути включено в лінію передачі за рахунок зв'язку електромагнітного поля лінії з власними полями резонатора, що, як правило, забезпечується розташуванням резонатора поруч з лінією або використання шлейфа. Резонатор також може бути включено як навантаження лінії передачі.

У роботі [105] було досліджено мікромеханічно перелаштовувані мікросмужкові резонатори, які включались у регулярну лінію передачі. Проте, в антенних елементах резонатор включається як кінцеве навантаження мікросмужкової лінії [38]. Особливості мікромеханічного перелаштування такої структури не досліджувалися раніше.

У цьому розділі досліджується мікромеханічно перелаштовуваний мікросмужковий резонатор, який включено, як кінцеве навантаження мікросмужкової лінії, встановлюється вплив геометричних та електрофізичних параметрів резонатора на діапазон і чутливість перелаштування частоти та запропоновано схемну модель, що дозволить спростити процес проектування антенного елемента та оптимізувати його характеристики.

3.1. Конструкція та характеристики

Пристрої на основі мікросмужкових ліній (МСЛ) часто аналізують, замінюючи її еквівалентною довгою лінією. Основними характеристиками довгої лінії є ефективна діелектрична проникність ϵ_{eff} , яка визначає довжину хвилі в лінії λ :

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\epsilon_{eff}}, \quad (3.1)$$

де λ_0 – довжина електромагнітної хвилі у вакуумі та характеристичний опір Z_0 , який визначає співвідношення струму до напруги в довгій лінії або напруженості електричного та напруженості магнітного поля МСЛ.

В мікросмушкових резонансних елементах, які формуються на основі відрізків МСЛ, резонансна частота визначається, як геометричними параметрами лінії так і ефективною діелектричною проникністю лінії [26]. Перелаштування резонансної частоти мікросмушкового резонатора може бути досягнуто за рахунок зміни ефективною діелектричною проникністю лінії, яка може бути реалізована різними шляхами, наприклад використанням сегнетоелектричних [106] або феромагнітних [107] матеріалів.

Мікромеханічне перелаштування може бути здійснено за рахунок переміщення сигнального електрода над підкладкою (рис. 3.1). Повітряний прошарок між електродом і підкладкою приводить до появи неоднорідної діелектричної структури, в якій розподіл електромагнітного поля, а отже і довжини хвилі, відрізняється від однорідної структури [108].

Зміну довжини хвилі зручно характеризувати зміною ефективною діелектричною проникністю. Під ефективною діелектричною проникністю будемо розуміти таку діелектричну проникність однорідного діелектрика, розташованого між двома паралельними металевими пластинами, що знаходяться на відстані $h + d$ один від одного, за якої довжина хвилі в однорідній структурі дорівнювала б реальній довжині хвилі в неоднорідній структурі [108].

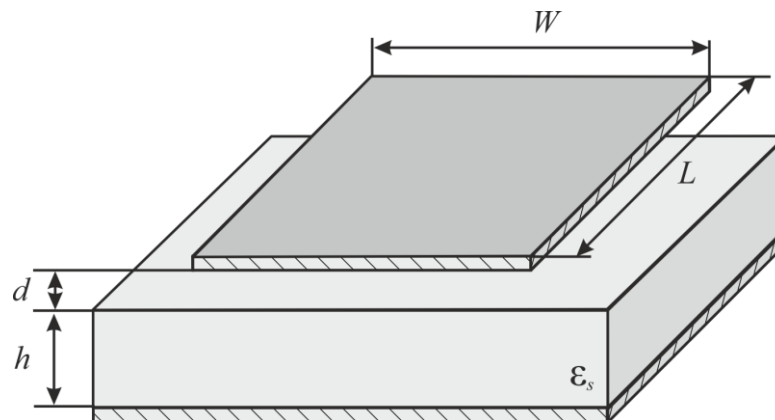


Рис. 3.1. Відрізок мікросмушкової лінії

В роботах [110], [111] показано, що діапазон перелаштування ефективної діелектричної проникності МСЛ та чутливість її зміни до переміщення сигнального електрода збільшується у разі зростання діелектричної проникності підкладки та зменшення ширини сигнального електрода і товщини підкладки. В цих роботах досліджувалися МСЛ з відношенням $W/h < 1$, проте мікросмужкові резонатори, що використовуються як випромінювачі антенних елементів як правило є широкими (для формування необхідної діаграми направленості) та не задовольняють цій умові. Тому в цій роботі досліджуються МСЛ та резонатори з відношенням геометричних розмірів $W/h > 1$.

Компоненти електромагнітного поля квазі-*TEM* хвилі в поперечному перерізі лінії передачі, у випадку широких електродів, розраховувалися двовимірним методом скінчених елементів (МСЕ) [108], а ефективна діелектрична проникність визначалася шляхом порівняння енергії електромагнітного поля, яка запасасться в МСЛ, що складається з областей з різною діелектричною проникністю, і енергії, яка запасасться в поперечному перерізі однорідної лінії, заповненої діелектриком з відносною проникністю ϵ_{eff} [30]:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\sum_{i=1}^N \left(\epsilon_i \iint_{S_i} \left(\left(\frac{\partial \psi}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial \psi}{\partial y} \right)^2 \right) dx dy \right)}{\iint_S \left(\left(\frac{\partial \psi_1}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial \psi_1}{\partial y} \right)^2 \right) dx dy},$$

де N – кількість діелектричних областей в перелаштовуваній МСЛ, S_i – площа, що займає i -та область, ϵ_i – відносна діелектрична проникність i -тої області, ψ – функція розподілу скалярного потенціалу електромагнітного поля у поперечному перерізі неоднорідної МСЛ, яка знаходилась з розв’язання задачі:

$$\nabla \cdot (\epsilon(x, y) \nabla \psi) = 0,$$

де $\epsilon(x, y)$ визначає розподіл відносної діелектричної проникності у поперечному перерізі лінії, ψ_1 – функція розподілу скалярного потенціалу електромагнітного поля у поперечному перерізі однорідної МСЛ, яка є розв’язком задачі:

$$\nabla^2 \psi_1 = 0.$$

На рис. 3.2 та рис. 3.3 представлено залежності приросту ефективної діелектричної проникності від співвідношення геометричних розмірів W/h та діелектричної проникності підкладки. Оцінку приросту ефективної діелектричної проникності для відношення $W/h = \infty$ можна отримати, розглядаючи структуру як одновимірну діелектричну неоднорідність, яка розташована між нескінченними металевими площинами [112]:

$$\frac{\varepsilon_{eff}}{\varepsilon_{eff}|_{d=0}} = \frac{h+d}{h+\varepsilon_s d}. \quad (3.2)$$

Як видно з рис. 3.2, формула (3.2) визначає верхню асимптоту приросту ефективної діелектричної проникності, тобто перелаштування ефективної діелектричної проникності не може бути гіршим ніж таким, що визначено формулою (3.2).

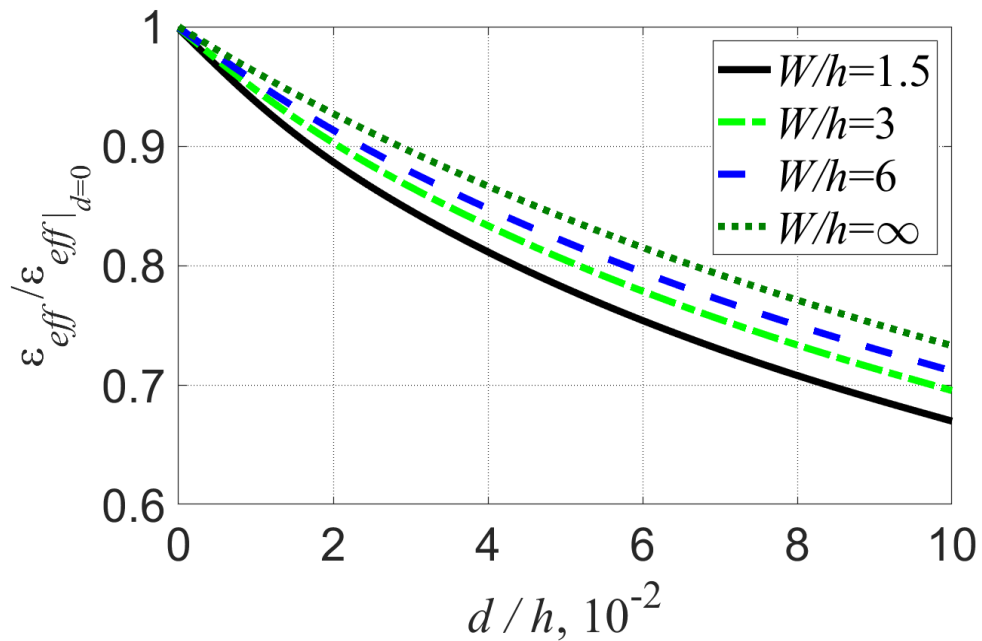


Рис. 3.2. Залежність приросту ефективної діелектричної проникності неоднорідної МСЛ від нормованого до товщини підкладки розміру повітряного проміжку d у разі діелектричної проникності підкладки $\varepsilon_s = 5$ та різних значень W/h

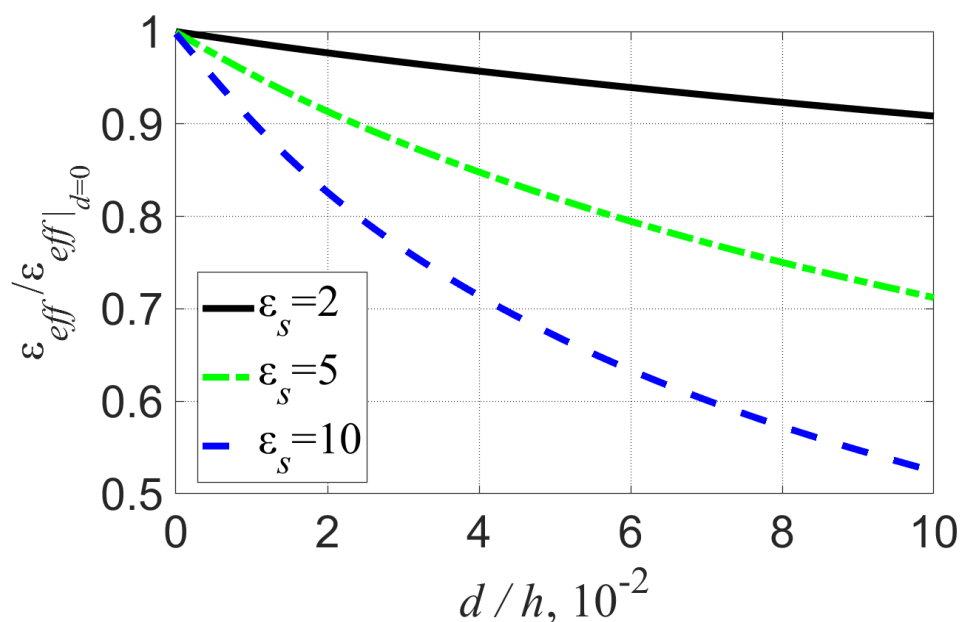


Рис. 3.3. Залежність приросту ефективної діелектричної проникності неоднорідної МСЛ від нормованого до товщини підкладки розміру повітряного проміжку d для $W/h = 6$ та різних значень діелектричної проникності підкладки ϵ_s

Резонансний елемент на основі МСЛ може бути створено як відрізок лінії, яка навантажена на кінцях, зокрема розімкнута або замкнута. Резонансний елемент може бути включено в лінію передачі за рахунок зв'язку електромагнітного поля лінії з власними полями резонатора, що як правило, забезпечується розташуванням резонатора поруч з лінією або використання шлейфу. Резонатор також може бути включено, як навантаження лінії передачі [24], приклад наведено на рис. 3.4.

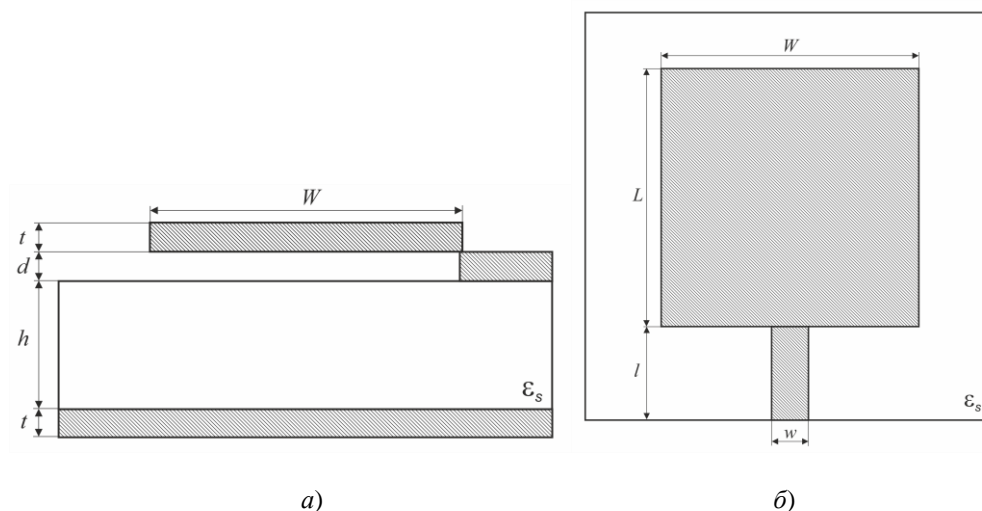


Рис. 3.4 Мікросмушковий резонатор з електродом прямокутної форми: вид збоку (а), вид зверху (б)

Коефіцієнт відбиття S_{11} такої системи має мінімум на резонансній частоті, яка визначається ефективною діелектричною проникністю відрізка лінії та розмірами W та L [23]. Як показано раніше, оскільки повітряний проміжок між електродами та підкладкою створює діелектричну неоднорідність так, що границя поділу повітря-діелектрик розташована перпендикулярно вектору напруженості електричного поля, переміщення сигнального електроду над підкладкою змінює розмір повітряного прошарку між ними та призводить до зміни ефективної діелектричної проникності лінії та, як результат, резонансної частоти (рис. 3.5).

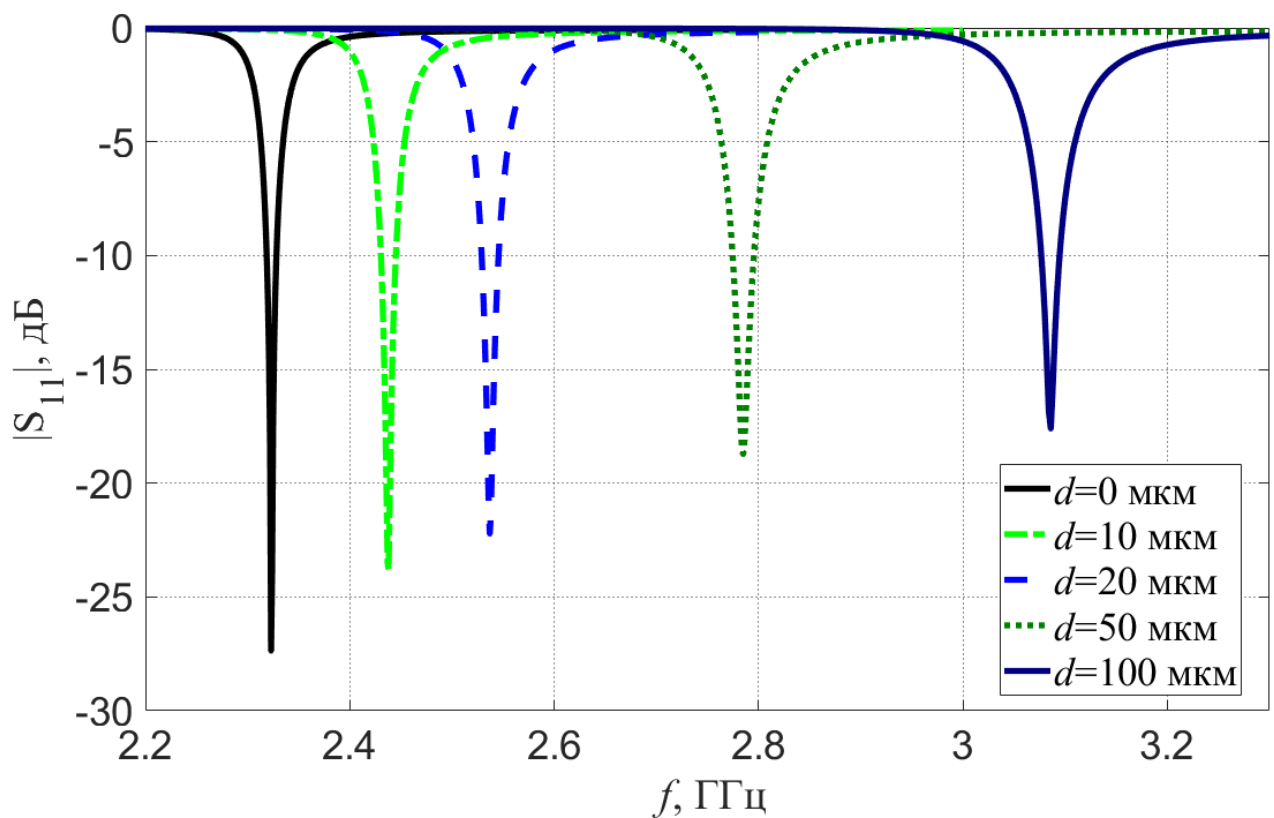


Рис. 3.5. Залежність коефіцієнту відбиття від частоти для розмірів повітряного проміжку d для $\epsilon_s = 10$, $h = 1$ мм, $W = 20$ мм, $L = 20$ мм

Для аналізу впливу геометричних та електрофізичних параметрів резонатора на зміну резонансної частоти слід враховувати, що ефективна діелектрична проникність лінії залежить від діелектричної проникності підкладки та її товщини [23]. Характер впливу цих параметрів продемонстровано на рис. 3.6 та рис. 3.7.

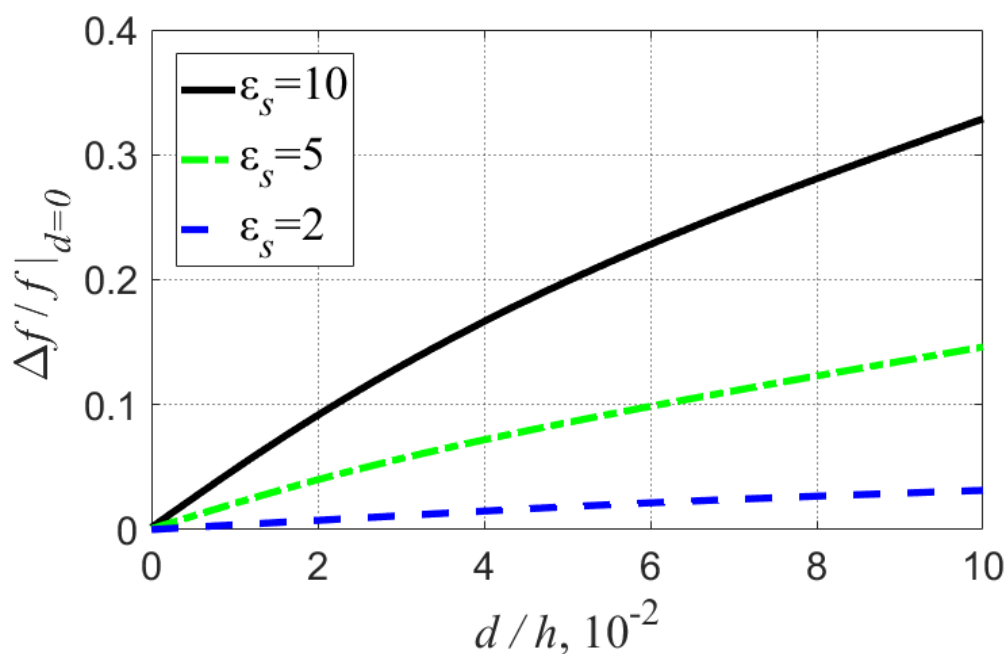


Рис. 3.6. Залежність відносної зміни резонансної частоти мікросмушкового резонатора до нормованого розміру повітряного проміжку d для $W/h = 20$, $W/L = 1$ та різних значень діелектричної проникності підкладки

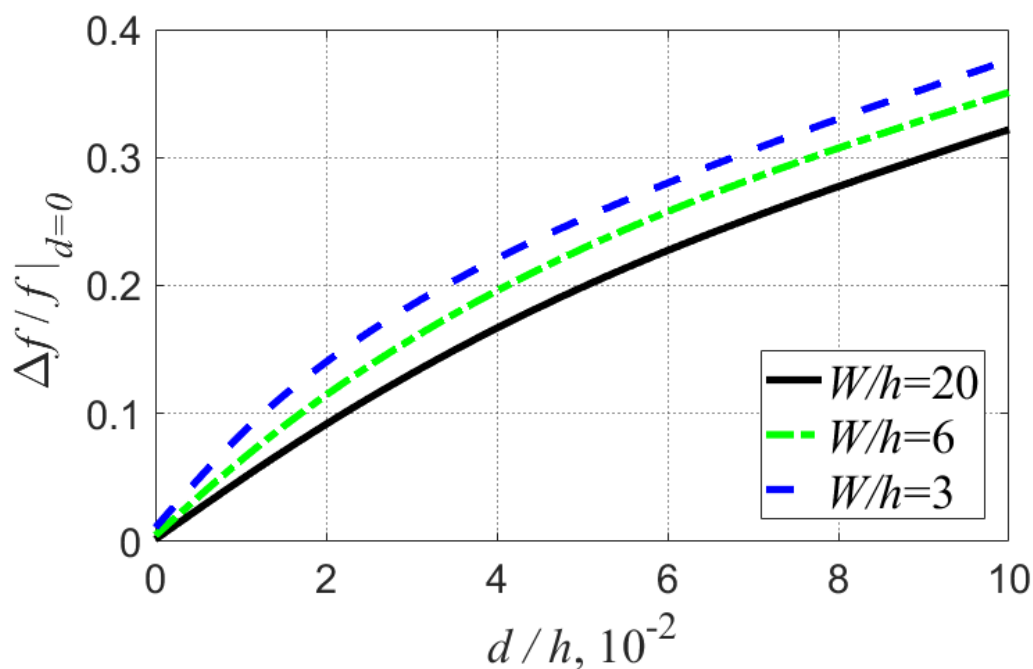


Рис. 3.7. Залежність відносної зміни резонансної частоти мікросмушкового резонатора від нормованого розміру повітряного проміжку d для $\epsilon_s = 10$, $W/L = 1$ та різних відношень ширини електрода резонатора до висоти підкладки

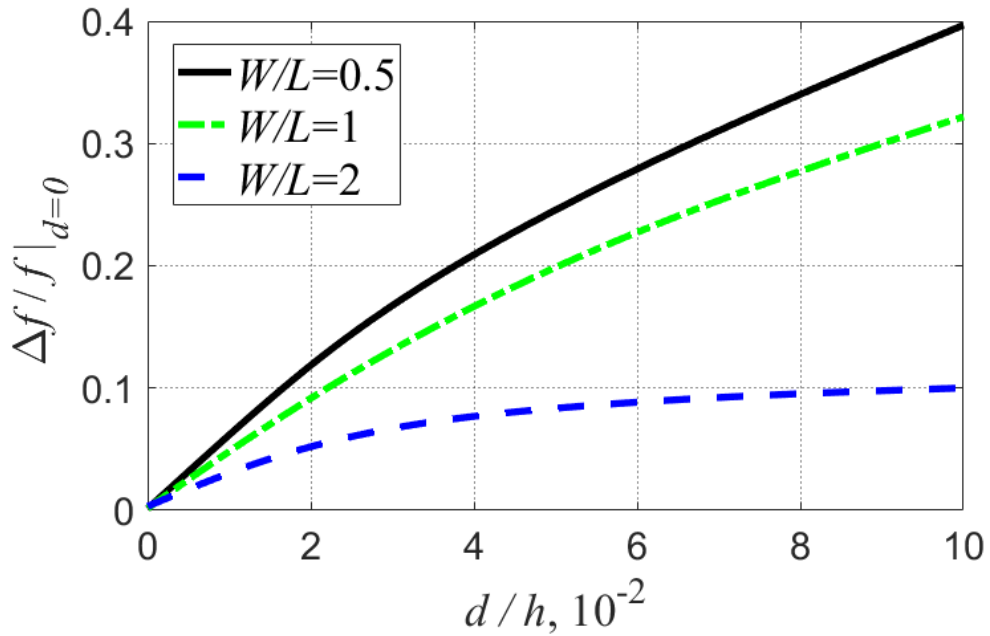


Рис. 3.8. Залежність відносної зміни резонансної частоти мікросмушкового резонатора від нормованого розміру повітряного проміжку d для $\varepsilon_s = 10$, $W/h = 20$ та різних відношень ширини електрода резонатора до його довжини

Із представлених на рис. 3.6 та рис. 3.7 залежностей, видно, що найбільша зміна ефективної діелектричної проникності i , як результат, резонансної частоти резонатора досягається у разі зростання діелектричної проникності підкладки та зменшення відношення геометричних розмірів W/h . З чого випливає, що для підвищення ефективності перелаштування слід вибирати матеріал підкладки резонатора з більшою діелектричної проникністю та меншим відношенням W/h .

Встановлені закономірності для резонатора в формі прямокутника справедливі також і для інших форм, наприклад для резонатора з круглим сигнальним електродом [23].

3.2. Схемна модель мікросмушкового резонатора

Мікросмушковий резонатор, який зображено на рис. 3.4, можна представити у вигляді каскадного з'єднання ліній передачі з характеристичними опорами Z_1 , що відповідає лінії шириною w та Z_2 для лінії шириною W , як зображено на рис. 3.9. Крайові ефекти на границі підведення лінії живлення до резонатора в точці $z = 0$ та

на відкритому кінці резонатора в точці $z = L$ враховані внесенням конденсаторів C_1 та C_2 відповідно.

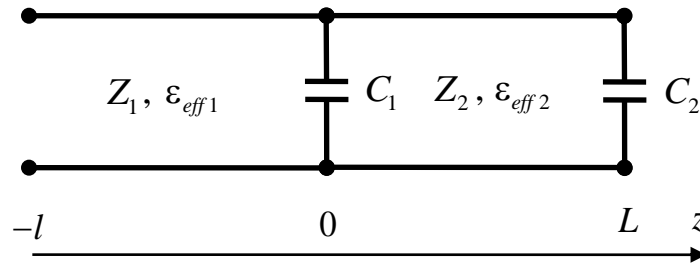


Рис. 3.9. Схемна модель мікросмушкового резонатора, який включено як навантаження лінії передачі

Оскільки крайові ефекти на бокових ділянках резонатора враховані використанням ефективної діелектричної проникності, то ємність C_2 пропорційна ширині W , а C_1 пропорційна $W - w$, а тому ємність C_1 пов'язана з ємністю C_2 відношенням:

$$C_1 = C_2 \frac{W - w}{W}. \quad (3.3)$$

Використання (3.3) вдосконалює модель, що наведено в [39], [113], де $C_1 = C_2$.

Для аналізу схемної моделі мікросмушкового резонатора (рис. 3.9) використано теорію кіл з розподіленими параметрами [24]. Напругу та струм на ділянках лінії з характеристичними опорами Z_1 до Z_2 можна записати у вигляді:

$$\begin{aligned} u_{1(2)}(z) &= u_{1(2)}^+ e^{-j\beta_{z1(2)}z} + u_{1(2)}^- e^{j\beta_{z1(2)}z} \\ i_{1(2)}(z) &= \frac{1}{Z_{1(2)}} \left(u_{1(2)}^+ e^{-j\beta_{z1(2)}z} - u_{1(2)}^- e^{j\beta_{z1(2)}z} \right), \end{aligned} \quad (3.4)$$

де $\beta_{z1} = \frac{2\pi f \sqrt{\epsilon_{eff1}}}{c}$, Z_1 – стала поширення хвилі та характеристичний опір на відріжку $z \in [-l, 0]$, u_1^+, u_1^- – амплітуди хвиль, що поширюються на цьому ж відріжку відповідно у напрямку осі z та зворотному напрямку; $\beta_{z2} = \frac{2\pi f \sqrt{\epsilon_{eff2}}}{c}$, Z_2 – стала поширення хвилі та характеристичний опір на відріжку $z \in [0, L]$, u_2^+, u_2^- – амплітуди хвиль, що

поширюються на цьому ж відрізку відповідно у напрямку осі z та зворотному напрямку, f – робоча частота.

Застосовуючи перший і другий закони Кірхгофа в площині $z = 0$, отримуємо умову:

$$\begin{cases} u_1(0) = u_2(0) \\ i_1(0) = i_2(0) \end{cases},$$

що приводить до системи рівнянь:

$$\begin{cases} u_1^+ + u_1^- = u_2^+ + u_2^- \\ Y_1(u_1^+ - u_1^-) = Y_2(u_2^+ - u_2^-) + Y_3(u_2^+ + u_2^-) \end{cases}, \quad (3.5)$$

де $Y_1 = Z_1^{-1}$, $Y_2 = Z_2^{-1}$, $Y_3 = j\omega C_1$, ω – кругова частота.

Система рівнянь (3.5) дозволяє виразити будь-яку комбінацію двох амплітуд через ті що залишилися. Якщо в якості незалежних вибрати амплітуди хвиль u_2^+ і u_2^- , то вони виражаються через амплітуди u_1^+ і u_1^- наступним чином:

$$\begin{bmatrix} u_1^+ \\ u_1^- \end{bmatrix} = \mathbf{T} \begin{bmatrix} u_2^+ \\ u_2^- \end{bmatrix}, \quad (3.6)$$

де $T = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}$ – матриця передачі.

Приведемо рівняння (3.5) до вигляду (3.6). Для цього виразимо u_1^+ :

$$u_1^+ = u_2^+ + u_2^- - u_1^- \quad (3.7)$$

Підставимо (3.7) у друге рівняння системи рівнянь (3.5) та отримаємо:

$$Y_1(u_2^+ + u_2^- - 2u_1^-) = Y_2(u_2^+ - u_2^-) + Y_3(u_2^+ + u_2^-),$$

звідки

$$u_1^- = \frac{1}{2}u_2^+ + \frac{1}{2}u_2^- - \frac{Y_2}{2Y_1}(u_2^+ - u_2^-) - \frac{Y_3}{2Y_1}(u_2^+ + u_2^-),$$

або

$$u_1^- = \frac{Y_1 - Y_2 - Y_3}{2Y_1} u_2^+ + \frac{Y_1 + Y_2 - Y_3}{2Y_1} u_2^- \quad (3.8)$$

Підставляючи (3.8) у перше рівняння системи (3.5), маємо:

$$u_1^+ + \frac{Y_1 - Y_2 - Y_3}{2Y_1} u_2^+ + \frac{Y_1 + Y_2 - Y_3}{2Y_1} u_2^- = u_2^+ + u_2^-.$$

Виразимо u_1^+ :

$$u_1^+ = u_2^+ - \frac{Y_1 - Y_2 - Y_3}{2Y_1} u_2^+ + u_2^- - \frac{Y_1 + Y_2 - Y_3}{2Y_1} u_2^-,$$

звідки

$$u_1^+ = \frac{Y_1 + Y_2 + Y_3}{2Y_1} u_2^+ + \frac{Y_1 - Y_2 + Y_3}{2Y_1} u_2^- \quad (3.9)$$

Порівнюючи (3.8) та (3.9) з (3.6) отримуємо вираз матриці передачі для неоднорідності у вигляді паралельної комплексної провідності, яка включена між лініями з характеристичними опорами Z_1 та Z_2 :

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Y_1 + Y_2 + Y_3}{2Y_1} & \frac{Y_1 - Y_2 + Y_3}{2Y_1} \\ \frac{Y_1 - Y_2 - Y_3}{2Y_1} & \frac{Y_1 + Y_2 - Y_3}{2Y_1} \end{bmatrix}. \quad (3.10)$$

На практиці користуються нормованими амплітудами напруги й струму:

$$\begin{aligned} \bar{u}_n &= \frac{u_n}{\sqrt{Z_n}}, \\ \bar{i}_n &= \sqrt{Z_n} i_n \end{aligned} \quad (3.11)$$

що дозволяють обчислити передану потужність як квадрат нормованої напруги або струму.

Враховуючи (3.11), нормована матриця передачі для неоднорідності, що розглядається матиме вигляд:

$$\bar{\mathbf{T}} = \frac{1}{2\sqrt{Z_1 Z_2}} \begin{bmatrix} Z_1 + Z_2 + j\omega C_1 Z_1 Z_2 & Z_2 - Z_1 + j\omega C_1 Z_1 Z_2 \\ Z_2 - Z_1 - j\omega C_1 Z_1 Z_2 & Z_1 + Z_2 - j\omega C_1 Z_1 Z_2 \end{bmatrix}. \quad (3.12)$$

Схемна модель мікросмушкового резонатора (рис. 3.9) можна подати у вигляді каскадного з'єднання трьох матриць передачі та навантаження конденсатором C_2 (рис. 3.10). $\mathbf{T}_1 = \begin{bmatrix} e^{j\beta_{z1}l} & 0 \\ 0 & e^{-j\beta_{z1}l} \end{bmatrix}$ – це матриця передачі поширення хвилі в однорідній лінії з ефективною діелектричною проникністю ε_{eff1} та довжиною l , $\bar{\mathbf{T}}$ є матрицею передачі неоднорідності з конденсатором, що паралельно включений між лініями передачі з характеристичними опорами Z_1 та Z_2 (3.12), а $\mathbf{T}_3 = \begin{bmatrix} e^{j\beta_{z2}L} & 0 \\ 0 & e^{-j\beta_{z2}L} \end{bmatrix}$ – це матриця передачі поширення хвилі в однорідній лінії з ефективною діелектричною проникністю ε_{eff2} та довжиною L .

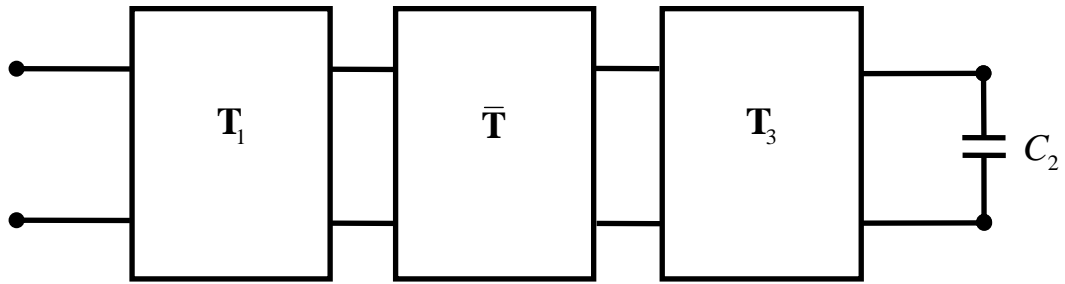


Рис. 3.10. Подання схемної моделі мікросмушкового резонатора як каскадного з'єднання чотиріполюсників.

Результуюча матриця передачі каскадного з'єднання чотиріполюсників визначається їх добутком:

$$\begin{aligned} \mathbf{T}_\Sigma &= \mathbf{T}_1 \bar{\mathbf{T}} \mathbf{T}_3 = \begin{bmatrix} \tilde{t}_{11} & \tilde{t}_{12} \\ \tilde{t}_{21} & \tilde{t}_{22} \end{bmatrix} = \\ &= \frac{1}{2\sqrt{Z_1 Z_2}} \begin{bmatrix} (Z_1 + Z_2 + j\omega C_1 Z_1 Z_2) e^{j(\beta_{z1}l + \beta_{z2}L)} & (Z_2 - Z_1 + j\omega C_1 Z_1 Z_2) e^{j(\beta_{z1}l - \beta_{z2}L)} \\ (Z_2 - Z_1 - j\omega C_1 Z_1 Z_2) e^{j(-\beta_{z1}l + \beta_{z2}L)} & (Z_1 + Z_2 - j\omega C_1 Z_1 Z_2) e^{-j(\beta_{z1}l + \beta_{z2}L)} \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Отже схему, що подано на рис. 3.10 можна спростити та подати у вигляді, що зображено на рис. 3.11.

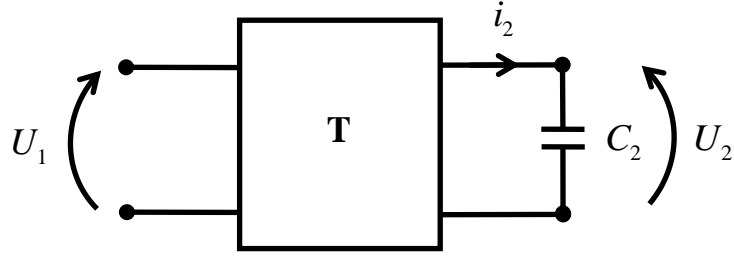


Рис. 3.11. Результуюче подання схемної моделі мікросмужкового резонатора через матрицю передачі

Струм, що тече через конденсатор C_2 дорівнює:

$$i_2 = j\omega C_2 (u_2^+ + u_2^-). \quad (3.13)$$

З іншого боку, як впливає з (3.4) цей струм визначається наступним чином:

$$i_2 = \frac{1}{Z_2} (u_2^+ - u_2^-). \quad (3.14)$$

З (3.13) та (3.14) отримуємо:

$$\frac{u_2^-}{u_2^+} = \frac{1 - j\omega C_2 Z_2}{1 + j\omega C_2 Z_2} \quad (3.15)$$

Враховуючи (3.6) коефіцієнт відбиття на вході резонатора визначається як:

$$s_{11} = \frac{u_1^-}{u_1^+} = \frac{\tilde{t}_{21}u_2^+ + \tilde{t}_{22}u_2^-}{\tilde{t}_{11}u_2^+ + \tilde{t}_{12}u_2^-} = \frac{\tilde{t}_{21} + \tilde{t}_{22} \frac{u_2^-}{u_2^+}}{\tilde{t}_{11} + \tilde{t}_{12} \frac{u_2^-}{u_2^+}}. \quad (3.16)$$

Підставляючи (3.15) у (3.16) отримаємо результуючий вираз для коефіцієнта відбиття на вході резонатора:

$$s_{11} = \frac{(1 + j\omega C_2 Z_2)\tilde{t}_{21} + (1 - j\omega C_2 Z_2)\tilde{t}_{22}}{(1 + j\omega C_2 Z_2)\tilde{t}_{11} + (1 - j\omega C_2 Z_2)\tilde{t}_{12}}. \quad (3.17)$$

Формула (3.17) надає можливість розрахувати частотну залежність комплексного коефіцієнта відбиття для резонансного елемента в залежності від його тополо-

гічних параметрів та параметрів підкладки, які визначають ефективну діелектричну проникність та характеристичний опір відрізків ліній. Резонансна частота знаходиться як точка мінімуму модуля коефіцієнта відбиття.

Розраховану за формулою (3.17) частотну залежність комплексного коефіцієнта відбиття для резонансного елемента квадратної форми розмірами $L = W = 15$ мм, що сформовано на підкладці товщиною $h = 5$ мм та діелектричною проникністю $\epsilon_s = 5$ показано на рис. 3.12. Резонансний елемент збуджувався мікросмужковою лінією довжиною $l = 6$ мм та шириною $w = 0.2$ мм. Товщина електроду складала $t = 0.1$ мм. Ефективна діелектрична проникність та характеристичний опір резонансного та збуджуючого відрізків ліній розраховувались двовимірним методом скінченних елементів [108] та складали $\epsilon_{eff1} = 3.02$, $Z_1 = 173.1$ Ом та $\epsilon_{eff2} = 3.9$, $Z_1 = 36.4$ Ом відповідно. Втрати резонансного елемента враховувались введенням ефективного тангенса кута діелектричних втрат $\text{tg} \delta_{eff2} = \frac{\epsilon''_{eff2}}{\epsilon'_{eff2}}$, де ϵ'_{eff2} – дійсна, а ϵ''_{eff2} – уявна частини ефективної діелектричної проникності резонансного відрізка лінії. Параметри $\text{tg} \delta_{eff2}$ та C_2 підбирались шляхом розв'язання задачі апроксимації:

$$\min_{\text{tg} \delta_{eff2}, C_2} \left(\sum_{i=1}^n \left(S_{11}^{Circ.model}(f_i) - S_{11}^{FEM}(f_i) \right) \left(S_{11}^{Circ.model}(f_i) - S_{11}^{FEM}(f_i) \right)^* \right),$$

де $S_{11}^{Circ.model}(f_i)$ – розрахований за формулою (3.17) комплексний коефіцієнт відбиття на частоті f_i , $S_{11}^{FEM}(f_i)$ – комплексний коефіцієнт відбиття на цій же частоті, що обчислено тривимірним методом скінченних елементів, n – кількість частотних точок.

Для конструкції, що наведено вище, параметри апроксимації склали $\text{tg} \delta_{eff2} = 0.05$, $C_2 = 2.52$ пФ. Комплексні коефіцієнти відбиття, що розраховано тривимірним методом скінченних елементів та за формулою (3.17) представлено на рис. 3.12.

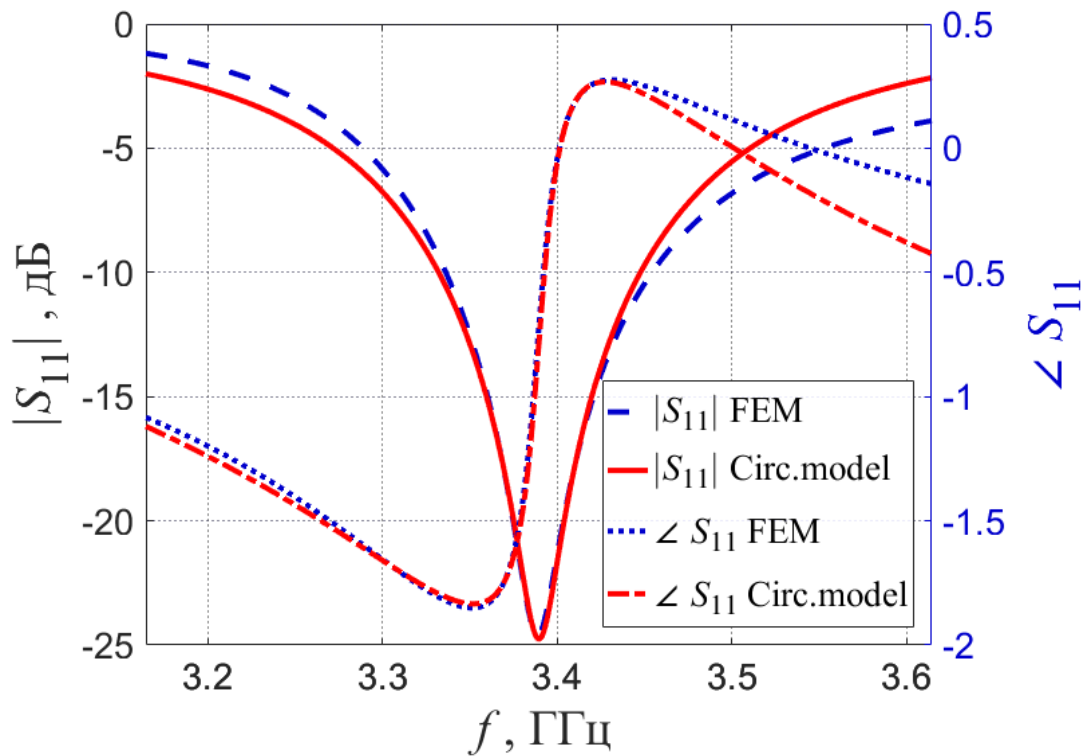


Рис. 3.12. Частотна залежність амплітуди та фази коефіцієнта відбиття мікросмузкового резонансного елемента

Як видно з рис. 3.12 схемна модель мікросмузкового резонатора на основі теорії кіл з розподіленими параметрами дає результати, що задовільно узгоджуються з такими ж, що отримано на основі строгої електродинамічної моделі та розв'язано тривимірним методом скінченних елементів. Разом з тим схемна модель надає змогу спростити аналіз впливу геометричних та електрофізичних параметрів резонансного елемента на його характеристики.

Слід зазначити, що резонансна частота визначається не тільки ефективною діелектричною проникністю ϵ_{eff2} і довжиною лінії L , а й значеннями ємностей C_1 та C_2 , то як впливає з (3.3) резонансна частота буде залежати від ширини лінії живлення.

3.3. Висновки до розділу

1. Проведено дослідження мікроеханічно перелаштовуваних мікросмузкових резонаторів, як кінцевих навантажень мікросмузкової лінії. Перелаштування здійснювалося за рахунок переміщення сигнального електроду над підкладкою. Оскільки

повітряний проміжок між електродом та підкладкою створює діелектричну неоднорідність так, що границя поділу повітря-діелектрик розташована перпендикулярно вектору напруженості електричного поля, то переміщення сигнального електрода збурює електромагнітне поле і, як наслідок, зміщується резонансна частота.

2. Показано, що ефективна діелектрична проникність, яка визначає резонансну частоту, суттєво зменшується в результаті переміщення сигнального електрода на відстані у декілька відсотків від товщини підкладки. Показано, що діапазон зміни резонансної частоти можна збільшити шляхом збільшення діелектричної проникності підкладки МСЛ. Виявлено, що чутливість перелаштування резонансної частоти до переміщень сигнального електрода може бути підвищено за рахунок зменшення висоти підкладки МСЛ та збільшення діелектричної проникності підкладки.

3. Встановлено, що зменшення відношення ширини до довжини резонатора підвищує чутливість резонансної частоти до переміщень та розширює діапазон перелаштування. Проте, вибір цих параметрів обумовлюється вимогами до ширини смуги перелаштування, в якій забезпечується необхідний коефіцієнт корисної дії, що буде розглянуто в наступному розділі.

4. Для типових значень товщини діелектричних підкладок, щоб перелаштувати резонансні частоти розглянутого резонатора на декілька десятків відсотків достатньо забезпечити переміщення сигнального електрода на десятки мікрометрів. Такі мікропереміщення можуть бути реалізовані за допомогою сучасних п'єзоелектричних та електрострикційних рушіїв.

5. Запропоновано схемну модель мікросмушкового резонатора, включеного як кінцеве навантаження лінії. Параметри компонентів схемної моделі знаходяться з розв'язку електродинамічної задачі двовимірним методом скінченних елементів. Результати, які отримано з аналізу схемної моделі, задовільно узгоджуються з тими, що отримано на основі строгої електродинамічної моделі та розв'язано тривимірним методом скінченних елементів. Використання схемної моделі дозволяє спростити процес проектування антенного елемента на основі такого резонатора та оптимізувати його характеристики.

6. Основні наукові результати, представлені в цьому розділі, викладено в роботах автора [23], [24], [29] та [30].

4. Антенні елементи на перелаштовуваних діелектричних та мікросмужкових резонаторах

4.1. Антенні елементи на основі діелектричних резонаторів

В основі конструкції перелаштовуваних діелектричних резонаторних антен лежить СДР, який розглянуто у розділі 2. Враховуючи принципи, що сформульовано у підрозділі 2.1, діелектрична неоднорідність у вигляді повітряного зазору між двома частинами резонатора розташовано перпендикулярно силовим лініям електричного поля нижчого типу коливань $TE_{01\delta}$ циліндричного резонатора. Зміна відстані між складовими частинами резонатора змінює характер неоднорідності та призводить до збурення електромагнітного поля та, як результат, змінює резонансну частоту, яка є центральною робочою частотою ДРА. Отже, СДР є основним випромінюючим елементом антени.

В цьому розділі будуть розглянуті елементи фідерної системи, тобто способи збудження СДР, а також вплив параметрів СДР на перелаштування характеристики антенних елементів.

4.1.1. Особливості збудження перелаштовуваних діелектричних резонаторних антен

Завдяки тому, що діелектричні резонатори на нижчому $TE_{01\delta}$ типі коливань легко збуджуються в лініях передачі магнітною складовою поля, то як елементи фідерних трактів можна використовувати мікросмужкову, коаксіальну лінії або прямокутний хвилевод.

Мікросмужкові конструкції ДРА легко інтегруються з іншими компонентами приймально-передавального тракту. СДР можна збуджувати в режимах стоячої та біжучої хвилі. Враховуючи розподіл електромагнітного поля в мікросмужкових лініях та необхідність збігу магнітного поля лінії з власним магнітним полем СДР, його розташовують на підкладці МСЛ поряд з сигнальним електродом, таким чином, щоб торцева площа резонатора була паралельною площині підкладки (рис. 4.1).

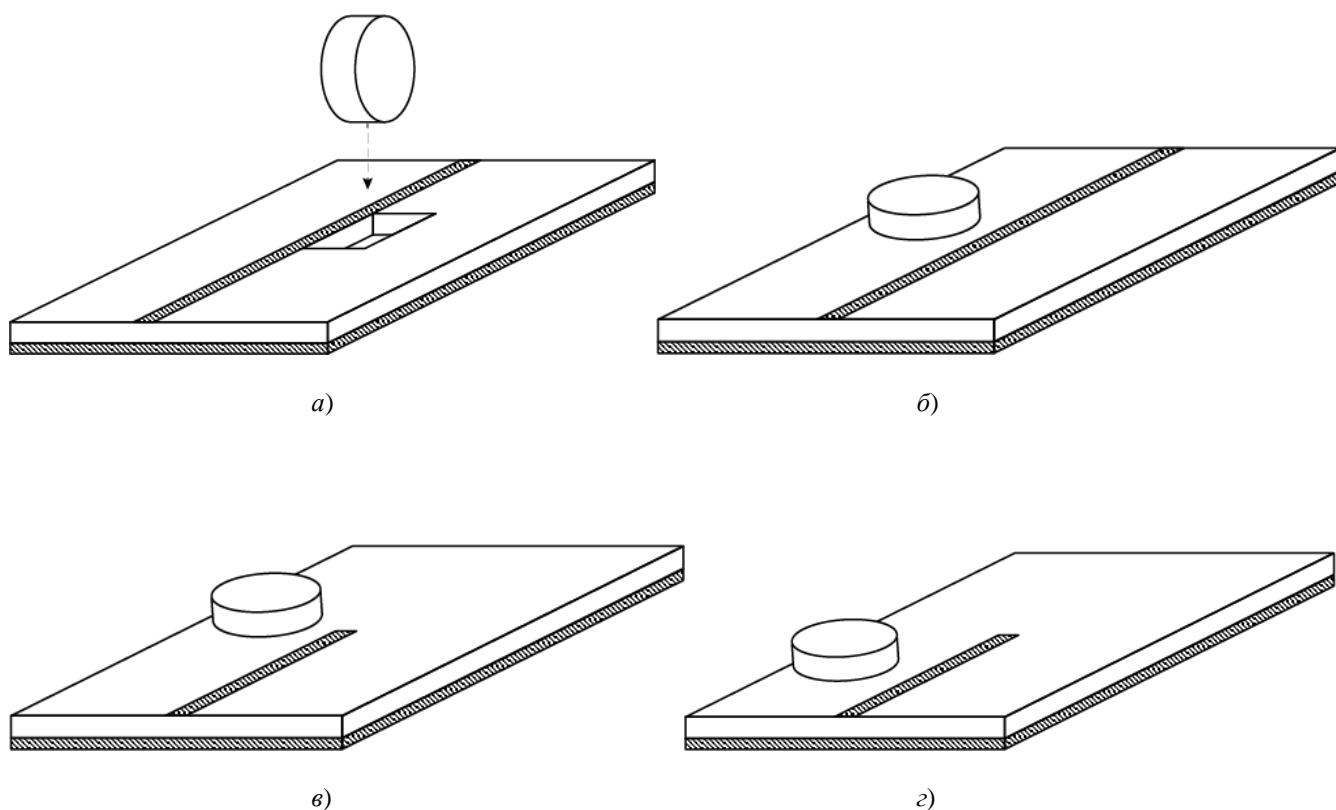


Рис. 4.1 Мікросмужкова конструкція ДРА в режимі біжучої (а), (б) та стоячої (в), (г) хвилі

В режимі біжучої хвилі СДР розташовується поряд з відрізком регулярної МСЛ (рис. 4.1, а) з ортогональною орієнтацією по відношенню до лінії [114] або поруч з лінією, щоб магнітне поле МСЛ співпадало з власним магнітним полем резонатора (рис. 4.1, б). Розташування СДР в режимі стоячої хвилі залежить від умов на кінці МСЛ. Якщо кінець МСЛ є закороченим, то СДР розміщується таким чином, щоб його центр лежав в одній площині з кінцем лінії (рис. 4.1, в), що забезпечує розташування резонатора в максимумі магнітного поля фідера. В МСЛ з розімкнутим кінцем резонатор розміщується на відстані, що дорівнює чверті довжини хвилі від кінця лінії (рис. 4.1, г). Недоліком останньої конструкції є те, що зміщення резонансної частоти призводить до зміни зв'язку лінії з резонатором. Проте, це явище можна використовувати для рівномірного випромінювання, враховуючи характер узгодження резонатора з фідером на певних необхідних частотах.

Якщо фідером є коаксіальна лінія, то необхідно використовувати петлю як елемент зв'язку лінії з резонатором [32]. Петлю розташовують таким чином, щоб її

магнітне поле в області СДР співпадало з власним магнітним полем резонатора, рис. 4.2.

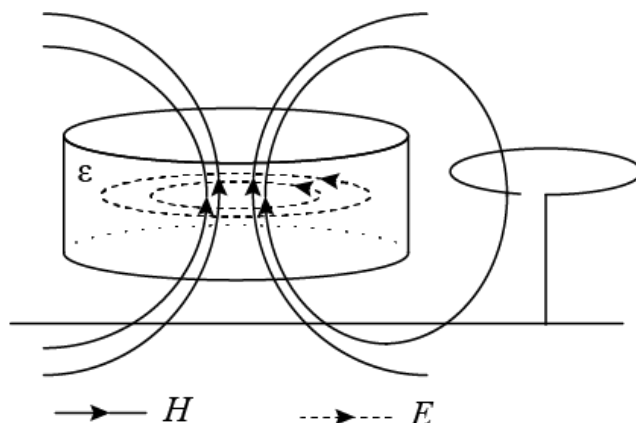


Рис. 4.2. Коаксіальна конструкція ДРА

Перевагою коаксіальної конструкції є те, що резонатор може бути розміщений в будь-якій області поза межами приймально-передавального тракту [115].

Хвильоводний спосіб збудження є простим і привабливим за рахунок того, що резонатор легко розміщується в передавальному тракті без додаткових елементів зв'язку та легко узгоджується з ним. Конструкції, в основі яких застосовується цей спосіб, є громіздкими, проте, вони здатні випромінювати електромагнітні поля великої потужності.

В хвильоводних конструкціях ДРА СДР може бути збуджено двома способами: в режимі біжучої хвилі і в режимі стоячої хвилі [116]. На рис. 4.3 представлені конструкції ДРА, в яких резонатор збуджується хвильоводом в режимі стоячої *a*) та біжучої *б*) хвилі. В першому випадку СДР циліндричної форми встановлюється в центрі невідпромінюючої апертури в торці короткозамкненого прямокутного металевого хвильоводу. Таке розташування забезпечує розміщення резонатора в максимумі магнітного поля, яке перпендикулярно торцевій площині резонатора та співпадає з власним магнітним полем СДР, що забезпечує максимальний зв'язок резонансного елемента з фідерною системою.

У другій конструкції ДРА СДР включено в регулярний хвильовод в центрі невідпромінюючої апертури, розташованої в широкій стінці хвильоводу. Розміри прямокутного отвору апертури, кілька перевищують розміри СДР, однак, є значно

меншими в порівнянні з розмірами стінки хвилеводу. Перевагою другої конструкції є можливість розширення смуги робочих частот за рахунок використання системи зв'язаних діелектричних резонаторів, що розташовані в широкій стінці хвилеводу [116], де кількість використовуваних резонаторів обмежується довжиною хвилеводу.

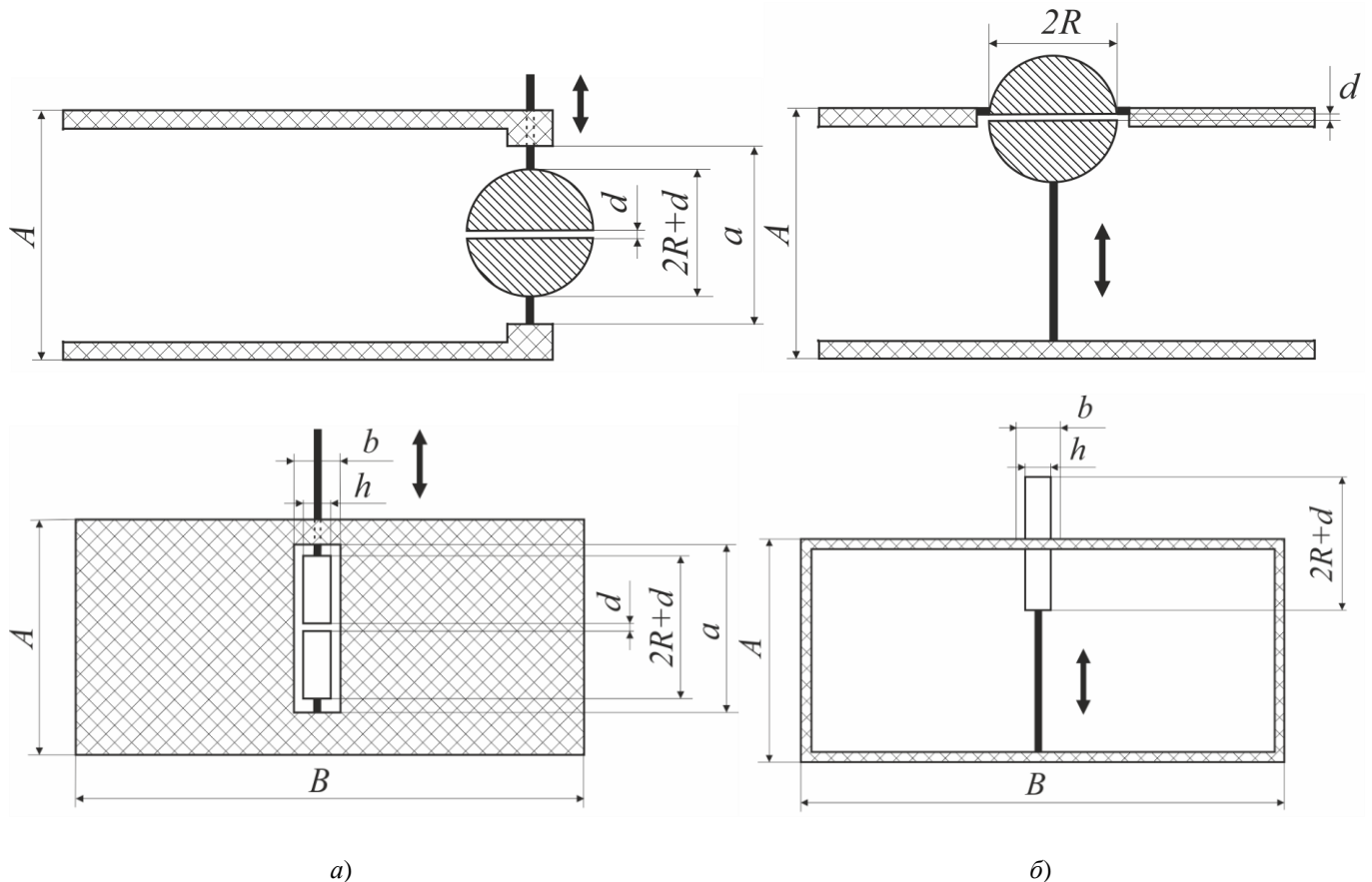


Рис. 4.3. Хвильоводна конструкція ДРА в режимі стоячої (а) біжучої (б) хвилі

В наступному підрозділі розглядаються ДРА збуджені хвилеводом, хоча встановлені принципи можуть бути застосовані і для інших способів збудження та форми резонаторів.

4.1.2. Перелаштовувана діелектрична антена, що збуджена хвилеводом

Для кількісної оцінки властивостей хвильоводної конструкції перелаштовуваної ДРА були розраховані залежності впливу величини повітряного зазору на характеристики антени: центральну робочу частоту, коефіцієнт стоячої хвилі по напрузі (КСХН), ефективність випромінювання, коефіцієнт підсилення (КП) і діаграму

спрямованості (ДС). Розрахунок характеристик досліджуваних антен був проведений за допомогою методу скінченних різниць в часовій області [21].

На рис. 4.4 наведено частотні залежності коефіцієнта відбиття S_{11} хвильоводної конструкції ДРА, яка представлена на рис. 4.3, а, для різних значень величини повітряного зазору. З залежностей видно, що рівень зворотних втрат практично не змінюється під час перелаштування, що говорить про низький КСХН і високу ступінь узгодженості випромінювача і фідера.

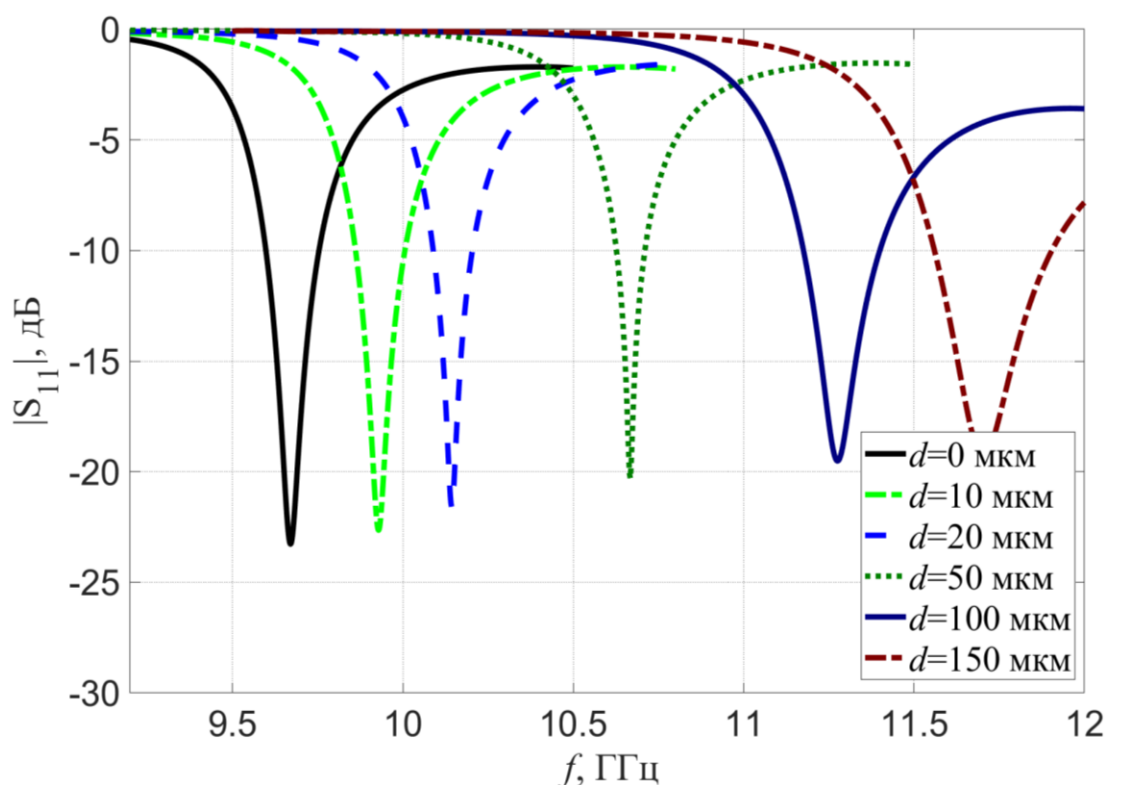


Рис. 4.4 Залежність коефіцієнта відбиття S_{11} від частоти для $h = 1.6$ мм, $R = 3.5$ мм, $\varepsilon = 40$

Резонансні частоти СДР, властивості перелаштування яких були досліджені в розділі 2, є центральними робочими частотами ДРА. Ці робочі частоти на декілька відсотків зміщуються в порівнянні з конструкцією, в якій СДР розташований в центрі регулярного хвильовода (див. рис. 2.16, б), що пов'язано з близьким розташуванням металевих поверхонь до торцевої стінки резонатора та збуренням власного поля СДР. Далі будуть розглянуті інші основні характеристики антенного елемента на основі СДР.

Ефективність випромінювання є однією з основних випромінюючих характеристик антен, разом з діаграмою спрямованості (ДН), що визначає співвідношення випромінюваної в простір енергії до енергії втрат. У загальному випадку, ефективність випромінювання визначається через підведену і випромінену потужності (1.1). Однак, виражаючи дисипативні і випромінювальні втрати через добротності, можна отримати наступну формулу для розрахунку ефективності випромінювання [32]:

$$e = 1 - \frac{Q_n}{Q_0} \quad (4.1)$$

де Q_n – навантажена добротність.

Навантажена добротність майже не залежить від повітряного проміжку [117]. Отже, як впливає з формули (4.1) ефективність випромінювання визначається характером зміни власної добротності у процесі перелаштування СДР.

Наявність повітряного проміжку в СДР призводить до зростання власної добротності резонатора внаслідок перерозподілу енергії електромагнітного поля, а саме за рахунок збільшення енергії, що запасається в повітряному проміжку, де практично немає втрат, що, в свою чергу, призводить до підвищення ефектності випромінювання. Збільшення діелектричної проникності матеріалу і відношення товщини до радіуса резонатора призводить до зростання власної добротності і, відповідно, до поліпшення ефективності випромінювання.

Залежності, що представлені на рис. 4.5, підтверджують факт підвищення ефективності випромінювання у разі збільшення відстані між частинами сферичного та прямокутного СДР, в яких збуджувались відповідно TE_{101} та TE_{116} типи коливань. Навантажена добротність Q_n має тенденцію до зменшення для меншої діелектричної проникності матеріалу [117]. Тому, як впливає з формули (4.1) початкове значення ефективності випромінювання при нульовому повітряному проміжку d вище для СДР з меншою проникністю матеріалу (рис. 4.5, *a*). Проте, ефективність випромінювання зростає під час перелаштування в більшій мірі ніж у резонаторів з меншою діелектричною проникністю.

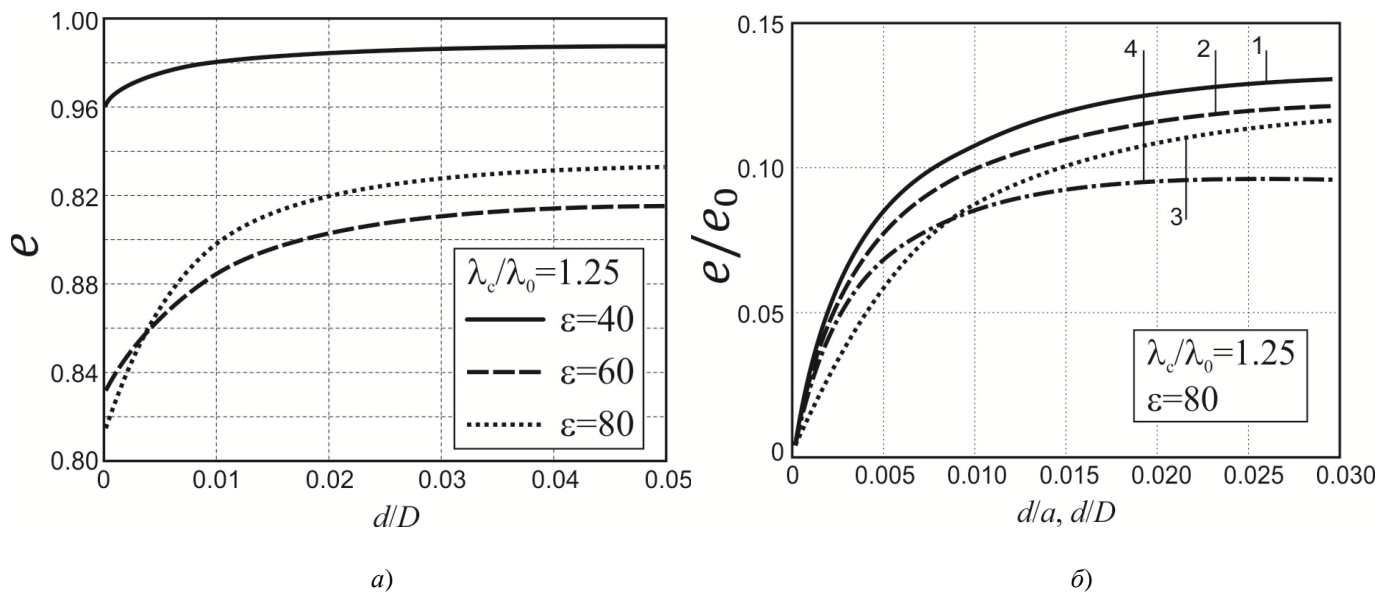


Рис. 4.5 Залежність ефективності випромінювання антени у разі $\lambda_c/\lambda_0 = 1.25$ до нормованого розміру повітряного проміжку між частинами СДР: (а) для різних значень проникності матеріалу ϵ сферичного СДР діаметром D з TE_{101} типом коливань, (б) для TE_{118} моди прямокутного СДР з різними значеннями відношення товщини до поперечного розміру h/a : 1 – 1; 2 – 0.5; 3 – 0.3, 4 – сферичної форми.

На рис. 4.5, б представлено ефективність випромінювання, нормовану до його початкового значення за відсутності повітряного проміжку e_0 в залежності від віднесеного до поперечного розміру резонатора повітряного проміжку між його частинами та різних співвідношень поперечних та повздовжніх розмірів резонатора. Відносний приріст ефективності випромінювання є більшим у випадку більших співвідношень h/a , що, одночасно, відповідає умовам вищої чутливості до перелаштування частоти. Сферичний СДР показує менший приріст ефективності випромінювання під час перелаштування центральної робочої частоти [31].

ККД антени η визначається ефективністю випромінювання та зворотними втратами [39]:

$$\eta = (1 - |S_{11}|^2) \cdot e, \quad (4.2)$$

де S_{11} – коефіцієнт відбиття на центральній частоті, який визнається узгодженістю фідера з СДР. Цю узгодженість часто характеризують за допомогою КСХН:

$$КСХН = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|}.$$

КСХН на вході фідера залежить як від параметрів резонатора, так і від розмірів хвилеводу, що впливають на критичну довжину хвилі λ_c . Параметри резонатора обираються таким чином, щоб резонансна довжина хвилі λ_0 у всьому діапазоні перелаштування буда меншою ніж критична довжина хвилі хвилеводу λ_c . Залежності КСХН показані на рис. 4.6. Як видно з рисунка КСХН має екстремальний характер, зменшуючись на початкових ділянках перелаштування (за малих значень товщини повітряного проміжку) та зростаючи після досягнення точки мінімуму. Відповідно до (4.2) зростання КСХН може призводити до зменшення ККД. Тому найбільший рівень КСХН обмежується умовою мінімального допустимого ККД. Оскільки повітряний проміжок d визначає робочу частоту антени, то діелектрична проникність матеріалу СДР впливає на діапазон частот перелаштування, в якому досягається задовільне узгодження між хвилеводом та СДР та забезпечується необхідний рівень ККД. Цей діапазон ширший для СДР з більшою проникністю матеріалу резонатора (рис. 4.6, а). Тому, загальний ККД в діапазоні задовільного узгодження СДР з фідером, не погіршується за рахунок зростання ефективності випромінювання рис. 4.5, а). Враховуючи збільшення ефективності випромінювання під час збільшення робочої частоти, допустимий ККД можна забезпечити в більш широкому діапазоні зміни робочих частот. А отже, може бути визначено діапазон перелаштування робочої частоти, в якому підтримується допустимий ККД.

Слід зазначити, що діапазон задовільного узгодження СДР з фідером залежить також і від параметрів хвилеводу. Вплив ширини широкої стінки хвилеводу, який визначає довжину хвилі відсічки λ_c , на діапазон робочих частот з задовільним узгодженням між хвилеводом та СДР продемонстровано на рис. 4.6, б. Залежно від діелектричної проникності СДР можна підібрати ширину широкої стінки хвилеводу для мінімізації зворотних втрат в необхідному діапазоні зміни робочої частоти та забезпечення допустимого ККД.

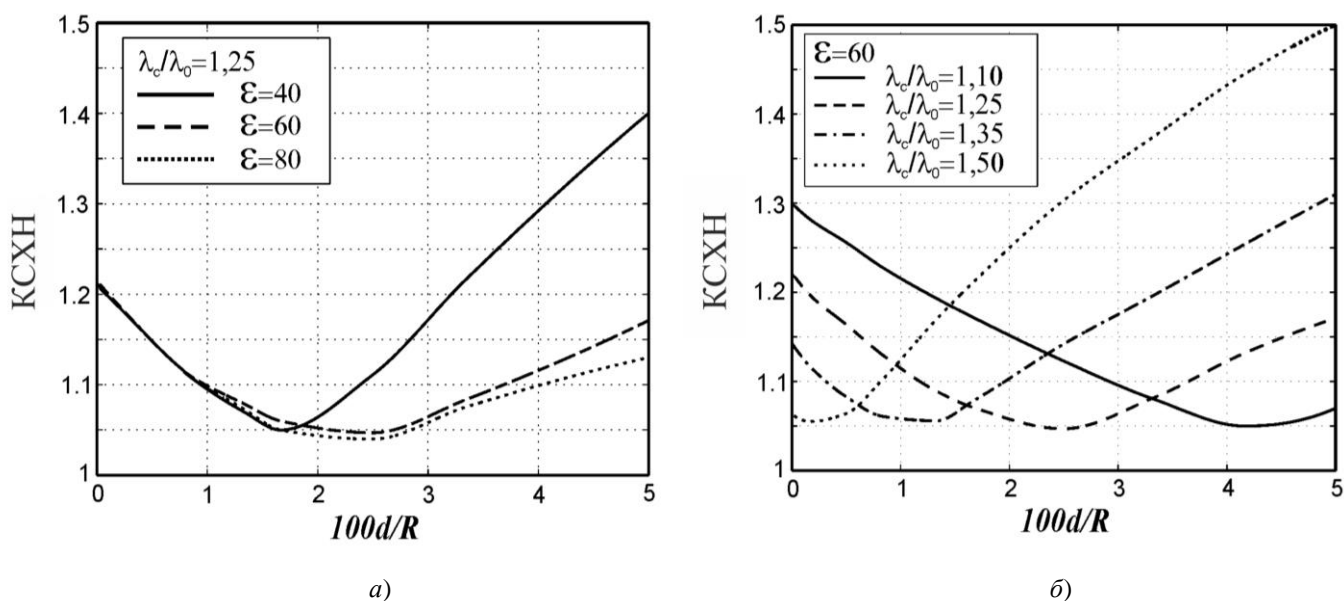
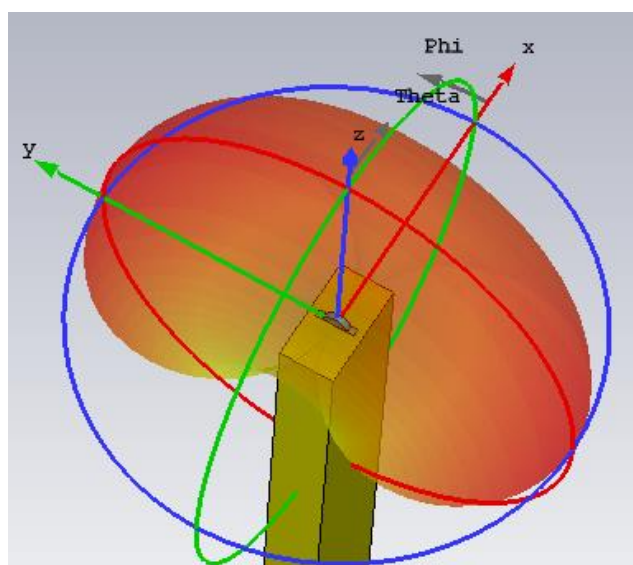


Рис. 4.6 Залежність КСХН до нормованого розміру повітряного проміжку між частинами СДР для різних значень проникності матеріалу діелектричного резонатора (а) та різної ширини широкої стінки хвилеводу (б)

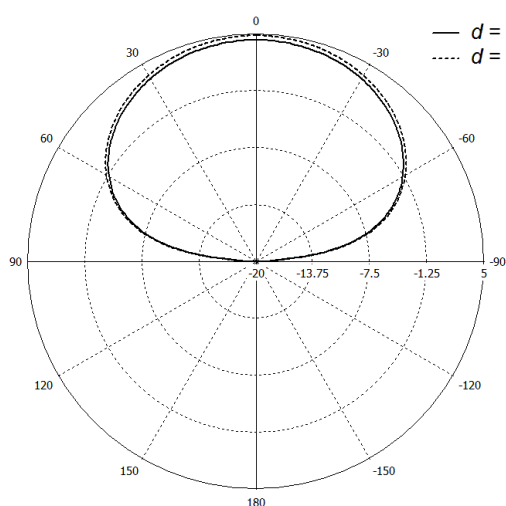
ДРА відносяться до класу широконаправлених антен [32]. Нормовані діаграми спрямованості хвилеводних конструкцій антен мають однакову широконаправлену форму, з кутом розкриття головної пелюстки близьким до на рівні 0,707. Звуження ДС в напрямку головної пелюстки можливо за рахунок використання систем зв'язаних ДР [116].

ДС характеризує ефективність направленої приймання та передачі антени в залежності від її форми та визначається коефіцієнтом підсилення антени і розподілом електромагнітного поля в дальній області. Оскільки коефіцієнт підсилення визначається ефективністю випромінювання антени, тоді як розподіл поля залишається майже однаковим, ДС практично не змінюється. ДРА відносяться до класу широконаправлених антен [54].

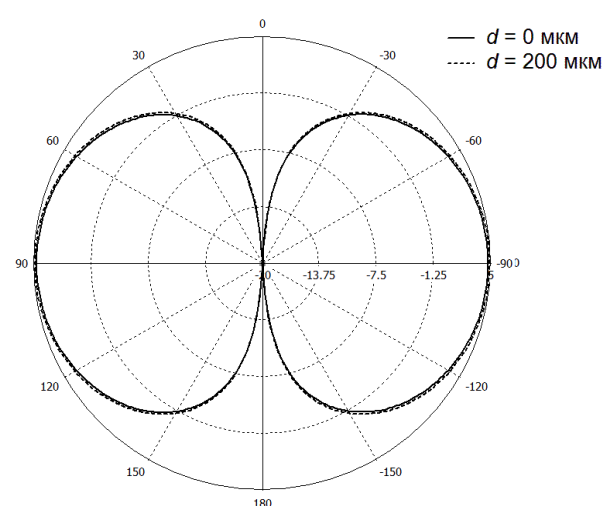
На рис. 4.7 наведено діаграми спрямованості ДРА за відсутності і наявності повітряного зазору між частинами СДР. Наявність повітряного зазору збільшує коефіцієнт підсилення антени не змінюючи форму ДС, а отже запропонований спосіб перелаштування не впливає на форму поля в дальній зоні.



a)



б)



в)

Рис. 4.7. Діаграма спрямованості хвильоводної ДРА: напруженість електричного по-

ля (а), $E_{\theta}|_{\varphi=0}$ (б), $E_{\varphi}|_{\theta=\frac{\pi}{2}}$ (в)

Слід зазначити, що характеристики, наведені на рис. 4.5, рис. 4.6, та рис. 4.7, практично однаково для обох конструкцій, що зображено на рис. 4.3.

4.2. Перелаштовувані мікросмушкові антенні елементи

Основним елементом конструкції перелаштовуваної мікросмушкової антени є мікросмушковий резонатор з сигнальним електроном прямокутної форми (рис. 3.4) або круглої форми (рис. 4.8). Як показано у підрозділі 3, повітряний проміжок між

сигнальним електродом і підкладкою створює неоднорідність, яка розташована перпендикулярно силовим лініям електричного поля однорідної МСЛ, що призводить до перерозподілу електромагнітного поля на користь повітряного проміжку, до зміни ефективної діелектричної проникності лінії і, в результаті, до перелаштування резонансної частоти, яка є центральною робочою частотою антенного елемента. В цьому підрозділі буде розглянуто вплив повітряного проміжку та геометричних і електрофізичних параметрів конструкцій антенних елементів на їх енергетичні та випромінювальні характеристики.

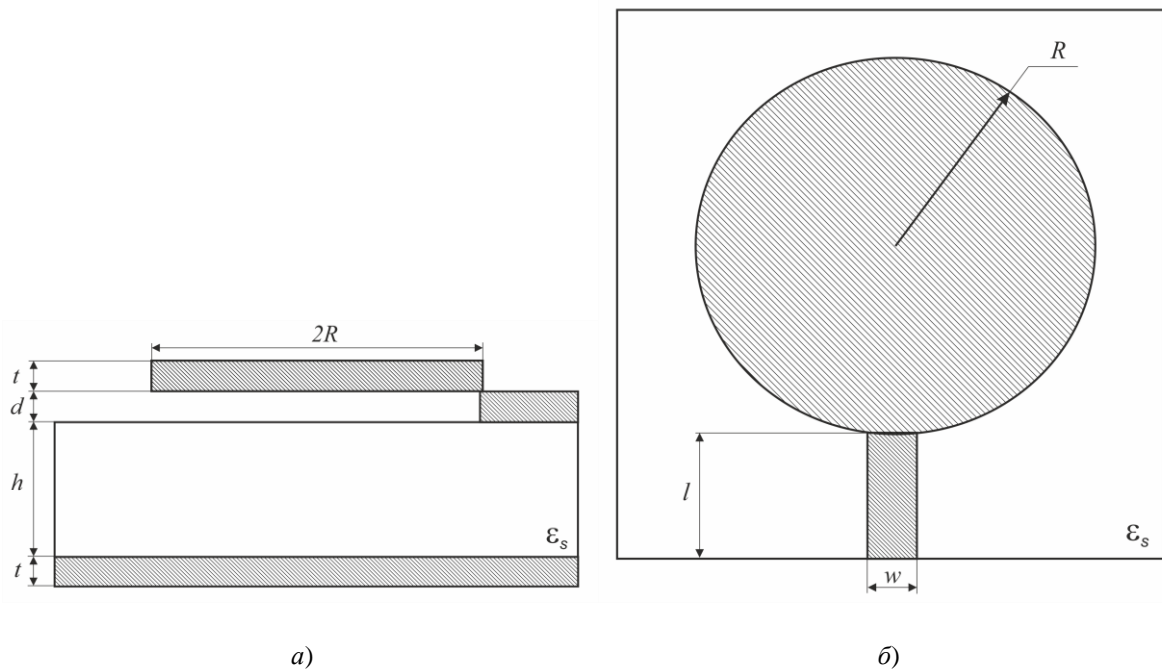


Рис. 4.8. Мікросмужковий резонатор з круглим сигнальним електродом: вид збоку (а), вид зверху (б)

Ефективність випромінювання мікросмужкової антени може бути знайдено за формулою (4.1), проте власна добротність резонансного елемента враховує не тільки дисипативні втрати в діелектричній підкладці, а й втрати в металевих електродах, які пов'язані з скін-ефектом [118]. А отже, власна добротність Q_0 визначається, як:

$$Q_0^{-1} = Q_{0d}^{-1} + Q_{0m}^{-1},$$

де Q_{0d} , Q_{0m} – це складові власної добротності, пов'язані відповідно з діелектричними та металічними втратами.

Дисипативні втрати в діелектричній підкладці враховувались використанням комплексного значення діелектричної проникності:

$$\epsilon_s^* = \epsilon_s (1 - j \operatorname{tg} \delta_s)$$

де $\operatorname{tg} \delta_s$ – тангенс кута діелектричних втрат у підкладці, який визначає діелектричну складову власної добротності наступним чином:

$$Q_{0d} = \frac{2W_\Sigma}{\epsilon_s \operatorname{tg} \delta_s \int_{V_s} |\mathbf{E}|^2 dV},$$

де W_Σ – енергія, що запасється в об'ємі антенного елемента, \mathbf{E} визначає розподіл напруженості електричного поля в об'ємі антенного елемента, V_s – об'єм підкладки.

Для розрахунку металічної складової добротності Q_{0m} енергія металічних втрат розраховувалася через потужність втрат на металевих поверхнях P_M , яка описується виразом [96]:

$$P_M = R_s \int_{S_m} |\mathbf{H} \times \mathbf{n}|^2 dS,$$

де \mathbf{H} – напруженість магнітного поля, \mathbf{n} – орт нормалі до металевої поверхні, S_m – площа металевих поверхонь, $R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu \mu_0}{2\sigma}}$ – поверхневий опір металевої поверхні внаслідок нормального скін-ефекту [118], σ – питома провідність металу.

Компоненти електромагнітного поля \mathbf{E}, \mathbf{H} в антенному елементі знаходились методом скінченних елементів.

Як показано в підрозділі 4.1.2, ефективність випромінювання антени залежить від співвідношення навантаженої добротності до власної, див. формулу (4.1). Залежність власної добротності від повітряного проміжку між підкладкою та випромінювачем має схожу тенденцію зі складеним діелектричним резонатором (рис. 2.8), тобто на ділянці підвищеної чутливості резонансної частоти до переміщень власна добротність зростає, а потім починає дещо спадати залишаючись більшою ніж у непе-

релаштовуваного резонатора [119]. Це явище призводить до поліпшення ефективності випромінювання антени, рис. 4.9.

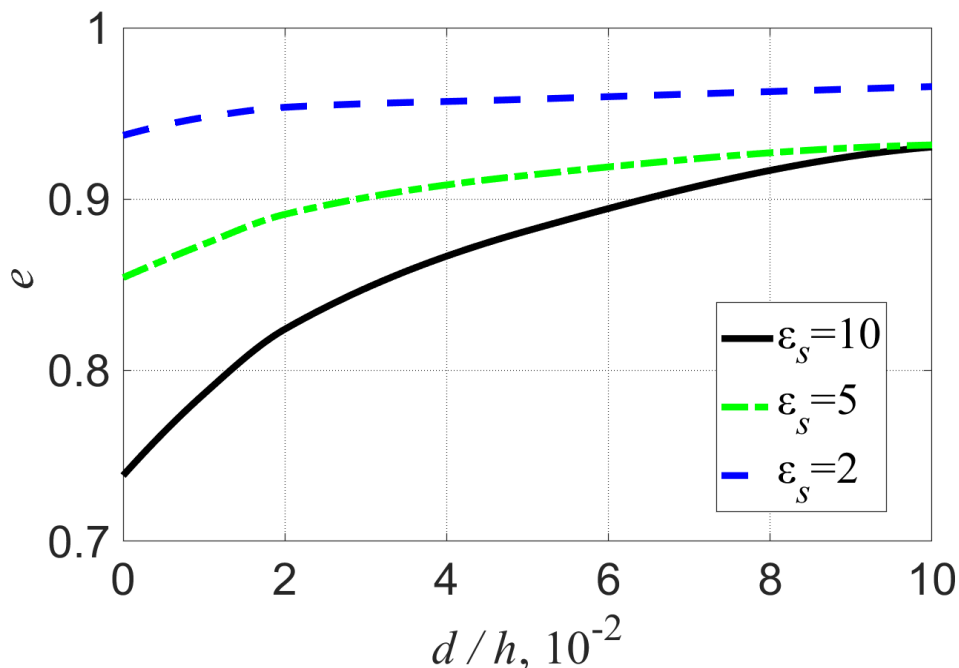


Рис. 4.9 Залежність ефективності випромінювання мікросмушкової антени від нормованого розміру повітряного проміжку d між випромінювачем та підкладкою для $W/h = 20$ та різних значень діелектричної проникності матеріалу підкладки ϵ_s

Як видно з рис. 4.9, початкові значення ефективності випромінювання, за відсутності повітряного проміжку між підкладкою та випромінювачем, зменшується з ростом діелектричної проникності, що відповідає висновкам, які зроблено в роботі [4]. Проте, збільшення повітряного проміжку призводить до зростання ефективності випромінювання за рахунок двох факторів: зменшення ефективної діелектричної проникності (рис. 3.3) та зменшення втрат за рахунок перерозподілу поля на користь повітряного проміжку, а отже до збільшення власної добротності.

Згідно з (4.2) ККД залежить від ефективності випромінювання антенного елемента та його узгодження з фідером. У разі повного узгодження антенного елемента з лінією живлення досягаються мінімальні зворотні втрати, а КСХН стає близьким до одиниці.

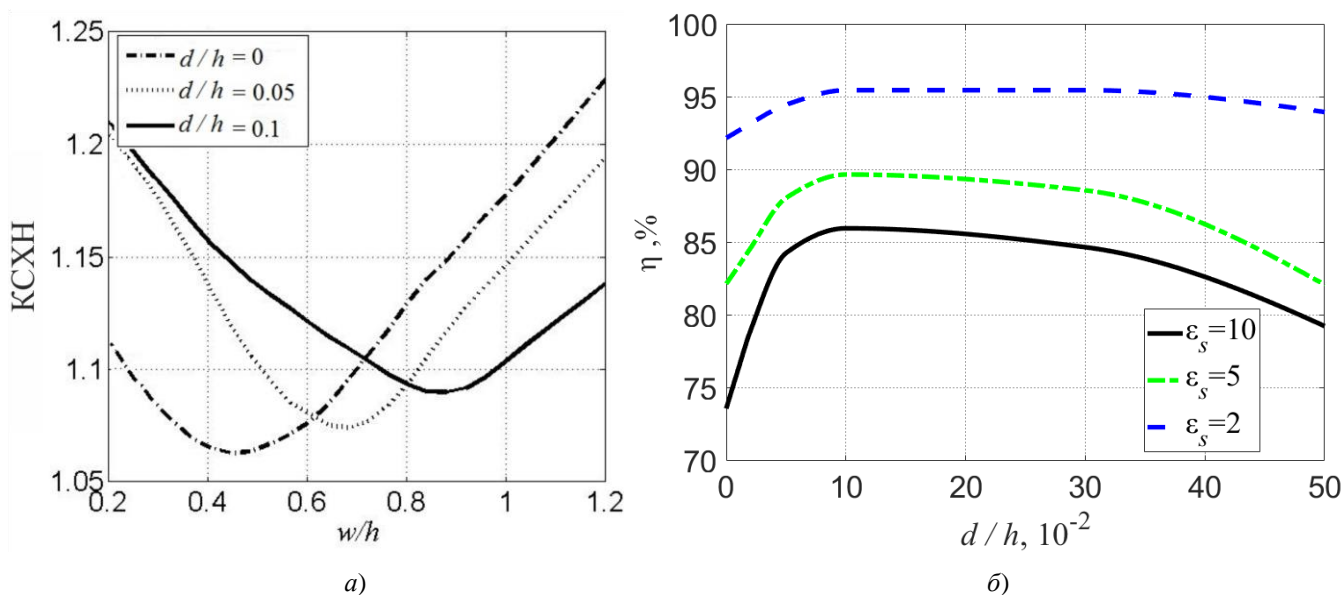


Рис. 4.10 Залежність КСХН від ширини сигнального електрода фідера (а) та ККД від (б) мікросмужкової антени для різних значень товщини повітряного зазору між діелектричної підкладкию і металевим випромінювачем, $W / h = 20$

У разі збільшення зазору між випромінювачем та підкладкою зменшується ефективна діелектрична проникність антенного елемента та збільшується його характеристичний опір, що може призводити до підвищення коефіцієнта відбиття, а відтак і зростання втрат. Однак, у той же час ефективність випромінювання зростає під час перелаштування, що компенсує зворотні втрати у діапазоні задовільного узгодження, в якому підтримується допустимий ККД (рис. 4.10, б).

Оскільки, узгодження залежить не тільки від антенного елемента, а й від характеристичного опору фідера, який залежить від співвідношення між шириною фідері і товщиною підкладки (рис. 4.10, а), то його можна підібрати за рахунок зміни ширини лінії живлення w таким чином, щоб забезпечити оптимальне узгодження в діапазоні перелаштування.

Оцінку узгодження фідеру з антеною можна отримати з формули (3.17). Тому для вибору оптимальної ширини фідера можна розв'язати задачу оптимізації:

$$\min_w \left(\int_{f_1}^{f_2} |S_{11}(W, L, h, w, \epsilon_s, f)|^2 df \right),$$

де f_1, f_2 – визначають робочий діапазон частот, а $S_{11}(W, L, h, w, \epsilon_s, f)$ розраховується за формулою (3.17).

Як показано в підрозділі 3.2 ширина лінії живлення впливає не тільки на узгодження, а й центральну частоту та її перелаштування. Тому процедура оптимізації потребує коригування також значень W, L , щоб забезпечити умову $f \in [f_1, f_2]$. Програмне забезпечення процедури оптимізації було впроваджено у компанії Tescom Co. Ltd. (Додаток 1), а вимоги до елементів приймально-передавальних тракту Bluetooth-тестері TC-3000C сформульовано у роботі [19].

Важливою характеристикою антенних елементів є ширина смуги робочих частот, що визначено в підрозділі 1.1.1. На неї в мікросмужковому антенному елементі впливає товщина та діелектрична проникність матеріалу підкладки [38]. Для перелаштовуваного антенного елемента ширина смуги робочих частот також залежить від товщини повітряного проміжку між випромінювачем та підкладкою, рис. 4.11.

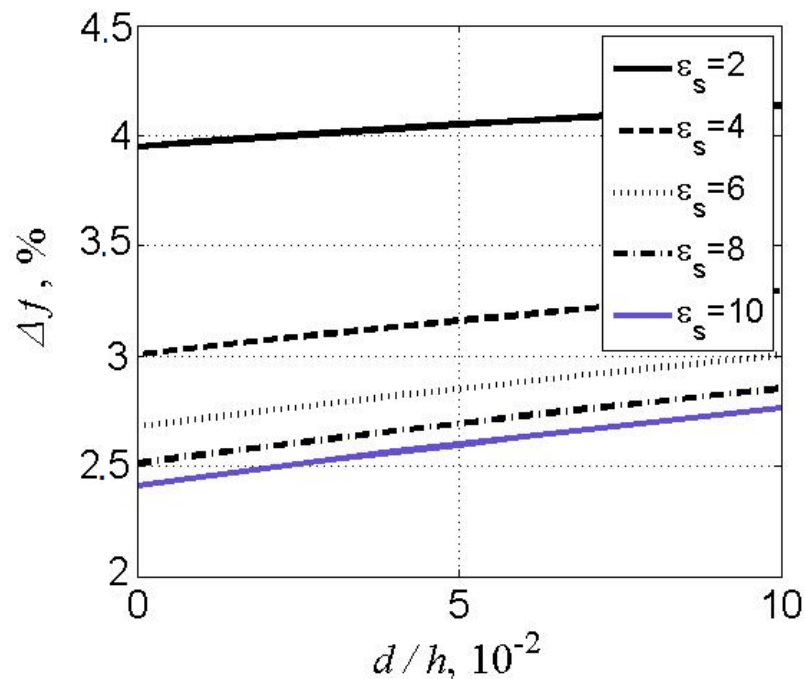


Рис. 4.11 Зміна ширини смуги пропускання мікросмужкової антени з круглим випромінювачем в залежності від відносної товщини повітряного проміжку між сигнальним електродом і підкладкою d/h для $h/R = 0.6$ та різних значень відносної діелектричної проникності підкладки ϵ_s

Як видно, зі збільшенням товщини повітряного проміжку смуга робочих частот антенного пристрою дещо розширюється. У зв'язку з цим, такі мікросмужкові антенні структури можна використовувати не тільки для перелаштування їх робочих частот, а й для розширення смуги на одній робочій частоті. Основними факторами, що впливають на смугу залишаються діелектрична проникність матеріалу та товщина підкладки. Вплив діелектричної проникності продемонстровано на рис. 4.11. Встановлено, що ширина цієї смуги є майже пропорційною до товщини підкладки та обернено пропорційною до квадратного кореня діелектричної проникності матеріалу [23], що узгоджується з висновками роботи [120].

Як показано в розділі 3.1, висока чутливість перелаштування спостерігається у мікросмужкових резонаторах з високою діелектричною проникністю матеріалу та меншою товщиною підкладки. А отже, способи поліпшення характеристик перелаштування (збільшення діапазону перелаштування та зменшення необхідних переміщень випромінювача) призводять до зменшення смуги робочих частот. Тому компроміс між широкою смугою та необхідним діапазоном перелаштування вирішується розв'язанням задачі оптимізації з врахуванням встановлених обмежень.

Як і ДРА, МСА відносяться до класу широконаправлених антен [54]. Діаграму спрямованості та коефіцієнт підсилення перелаштовуваних МСА було розраховано методом скінченних елементів, результати моделювання на рис. 4.12 та рис. 4.13.

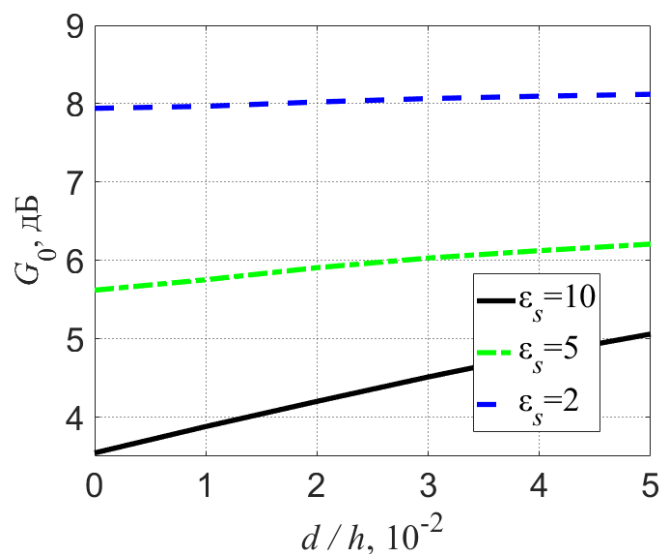
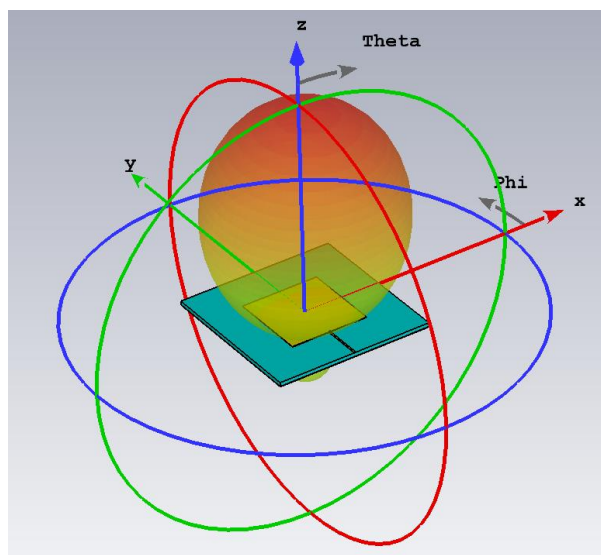


Рис. 4.12. Коефіцієнт підсилення МСА



a)

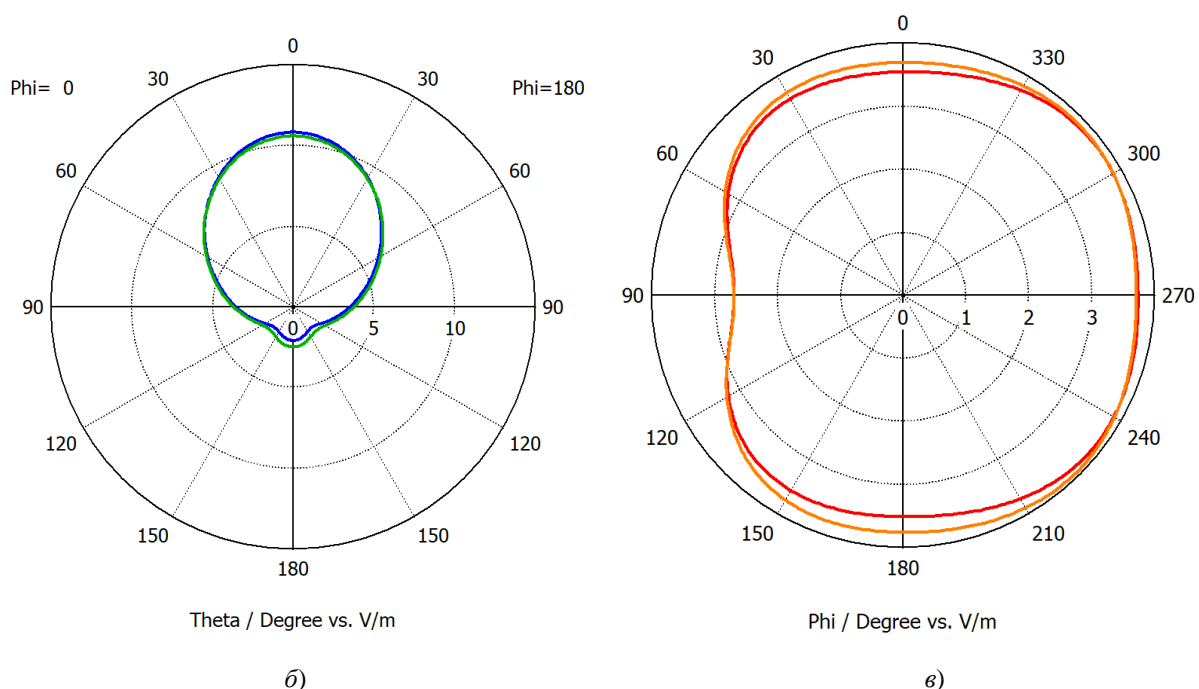


Рис. 4.13 Діаграма спрямованості прямокутної МСА: напруженість електричного поля (a), $E_{\theta}|_{\varphi=0}$ (б), $E_{\varphi}|_{\theta=\frac{\pi}{2}}$ (в)

Оскільки діаграма спрямованості визначається розподілом електромагнітного поля, яке за відсутності і наявності повітряного проміжку між підкладкою та випромінювачем залишається майже однаковим в дальній зоні, форма ДС незначно змінюється під час перелаштування робочої частоти МСА за рахунок деякого збільшення коефіцієнта підсилення (рис. 4.13, a), який визначається ефективністю випромінювання антени (1.2).

4.3. Висновки до розділу

1. Запропонований метод мікромеханічного перелаштування діелектричної резонансної та мікросмужкових антен дозволяє змінювати їх робочі частоти на декілька десятків відсотків відносно початкових значень за рахунок мікропереміщень складових частин резонатора. Неперервне перелаштування робочої частоти антени під час роботи може бути досягнуто п'єзоелектричними актюаторами. Закономірності впливу електрофізичних та геометричних параметрів перелаштовуваних резонансних елементів, які встановлені в розділах 2 та 3 виконуються і для антенних компонентів на основі досліджених резонаторів.

2. Встановлено, що ефективність випромінювання антенних елементів підвищується внаслідок збільшення товщини повітряного проміжку між частинами перелаштовуваних резонансних елементів. Це пов'язано зі збільшенням власної добротності структури за рахунок перерозподілу енергії електромагнітного поля на користь повітряного проміжку, де практично немає втрат.

3. Для ДРА початкове значення ефективності за відсутності повітряного проміжку між частинами резонатора зменшується зі зростанням діелектричної проникності матеріалу, проте вона зростає під час перелаштування в більшій мірі ніж у резонаторів з меншою діелектричною проникністю. Відносний приріст ефективності випромінювання є більшим у випадку зростання відношення поперечного до повздовжнього розміру резонатора. А отже, умови підвищення чутливості до перелаштування робочої частоти також призводять до збільшення ефективності випромінювання ДРА.

4. Зворотні втрати в ДРА мають екстремальний характер, зменшуючись на початкових ділянках перелаштування та збільшуються після досягнення точки мінімуму. Такий характер залежності зворотних втрат обмежує діапазон перелаштування, в якому забезпечується задовільне узгодження фідера з випромінювачем та мінімально допустимий ККД. Діапазон задовільного узгодження залежить від діелектричної проникності матеріалу СДР та розмірів хвилеводу. Враховуючи збільшення ефективності випромінювання під час збільшення робочої частоти, допустимий ККД можна забезпечити в більш широкому діапазоні зміни робочих частот.

5. Початкове значення ефективності випромінювання МСА збільшується для антен, сформованих на підкладках з меншим значенням діелектричної проникності матеріалу. За рахунок збільшення повітряного проміжку між випромінювачем та підкладкою ефективна діелектрична проникність зменшується, то, поряд зі зменшення дисипативних втрат, це призводить до підвищення ефективності випромінювання під час перелаштування робочої частоти МСА.

6. Оскільки під час перелаштування робочої частоти МСА характеристичний опір випромінювача змінюється, то це може призводити до появи неузгодженості характеристичних опорів випромінювача та фідера і зростання зворотних втрат, а отже зменшення ККД. Запропоновано метод знаходження оптимальної ширини фідера, яка забезпечує мінімальні зворотні втрати в заданому діапазоні перелаштування.

7. Показано, що розподіл електромагнітного поля в дальній зоні випромінювання є практично незмінним у процесі перелаштування робочої частоти розглянутих антенних елементів, а незначна зміна діаграми спрямованості зумовлено виключно деяким збільшення коефіцієнта підсилення, який визначається сумарною ефективністю антени.

8. Основні наукові результати, представлені в цьому розділі, викладено в роботах автора [16]–[19], [21]–[23], [27]–[29].

Висновки з роботи

В дисертації проведено теоретичне обґрунтування та експериментальні дослідження мікромеханічно перелаштовуваних антенних елементів НВЧ на основі діелектричних та мікросмужкових резонаторів, зокрема:

1. Методом часткових областей аналітично розв'язано електродинамічну задачу для одновимірного діелектричного резонатора, який складається з двох паралельних нескінченних діелектричних пластин з повітряним проміжком між ними та придатний для мікромеханічного керування частотою за рахунок переміщення пластин одна відносно одної.

2. Показано, що для перелаштування одновимірного діелектричного резонатора придатні тільки такі моди, для яких характерна наявність ненульової компоненти електричного поля, нормальної до границі поділу діелектрик-повітря. Для таких мод наявність повітряного проміжку між пластинами призводить до суттєвого перерозподілу електромагнітного поля і, як результат, до зміни резонансної частоти. Діапазон перелаштування резонансної частоти росте зі збільшенням діелектричної проникності матеріалу та зі зменшенням добутку товщини діелектричної пластини на хвильове число, що визначає розподіл електромагнітного поля у площині, яка паралельна пластині. Власна добротність одновимірного діелектричного резонатора збільшується за рахунок перерозподілу електромагнітного поля на користь повітряного проміжку, у якому втрати, практично, відсутні. Тому досліджений спосіб перелаштування не вносить додаткових втрат і, щонайменше, не знижує власну добротність резонатора. Експериментально та теоретично доведено, що закономірності, які встановлено для одновимірного діелектричного резонатора справедливі і для тривимірного складеного діелектричного резонатора.

3. Запропоновано конструкцію мікромеханічно перелаштовуваного мікросмужкового резонатора, як кінцевого навантаження мікросмужкової лінії. Перелаштування здійснювалося за рахунок переміщення сигнального електроду над підкладкою. Оскільки повітряний проміжок створює діелектричну неоднорідність, яка розташована перпендикулярно вектору напруженості електричного поля, то переміщення сигнального електроду збуджує електромагнітне поле і, як наслідок, зміщує резонансну частоту. Показано, що діапазон перелаштування резонансної частоти можна розширити

шляхом підвищення діелектричної проникності та зменшення висоти підкладки МСЛ.

4. Запропоновано схемну модель мікросмужкового резонатора, включеного як кінцеве навантаження лінії. Параметри компонентів схемної моделі знаходились з розв'язку електродинамічної задачі двовимірним методом скінченних елементів. Результати, які отримано з аналізу схемної моделі, задовільно узгоджуються з тими, що отримано на основі строгої електродинамічної моделі. Використання схемної моделі дозволяє спростити процес проектування антенного елемента на основі такого резонатора та оптимізувати його характеристики.

5. Запропонований спосіб мікромеханічного перелаштування діелектричних резонаторних та мікросмужкових антенних елементів дозволяє змінювати їх робочі частоти на декілька десятків відсотків відносно початкових значень за рахунок мікропереміщень складових частин досліджених резонаторів. Закономірності впливу електрофізичних та геометричних параметрів досліджених перелаштовуваних резонансних елементів виконуються і для антенних компонентів на їх основі. Електромеханічне перелаштування робочої частоти антенних елементів може бути досягнуто використанням п'єзоелектричних актюаторів.

6. Показано, що розподіл електромагнітного поля в дальній зоні випромінювання є практично незмінним у процесі перелаштування робочої частоти розглянутих антенних елементів, а незначна зміна діаграми спрямованості зумовлена виключно деяким збільшенням коефіцієнта підсилення, який визначається сумарною ефективністю антени.

7. Встановлено, що ефективність випромінювання антенних елементів підвищується у разі збільшення товщини повітряного проміжку між частинами перелаштовуваних резонансних елементів, що пов'язано зі збільшенням власної добротності структури. Для мікросмужкових антенних елементів додатковим фактором цього явища є зменшення ефективної діелектричної проникності випромінювача. Для розглянутих типів антенних елементів умови підвищення чутливості робочої частоти до зміни повітряного проміжку між їх частинами також призводять до приросту ефективності випромінювання.

8. Встановлено, що зворотні втрати у розглянутих антенних елементах мають екстремальний характер. Їх збільшення пов'язано з порушенням умов узгодження характеристичного опору фідера з параметрами випромінювача, що обмежує діапазон пе-

релаштування, в якому забезпечується мінімально допустимий ККД. Запропоновано та впроваджено методи знаходження оптимальних геометричних та електрофізичних параметрів випромінювачів та фідерів, що забезпечує мінімальні зворотні втрати в заданому діапазоні перелаштування.

Список використаних джерел

- [1] М. З. Згуровский, М. Е. Ильченко, С. А. Кравчук, Т. Н. Нарытник, и Ю. И. Якименко, *Микроволновые устройства телекоммуникационных систем: в 2-х томах. Распространение радиоволн. Антенные и частотно-избирательные устройства*. Киев, Украина: "Політехніка", 2003, 454 с.
- [2] М. З. Згуровский, М. Е. Ильченко, С. А. Кравчук, Т. Н. Нарытник, и Ю. И. Якименко, *Микроволновые устройства телекоммуникационных систем: в 2-х томах. Устройства приемного и передающего трактов. Проектирование устройств и реализация систем*. Киев, Украина: "Політехніка", 2003, 613 с.
- [3] М. Е. Ильченко, А. А. Липатов, Н. А. Могильченко, Т. Н. Нарытник, А. В. Савельев, и Ю. И. Якименко, *Интегральные устройства СВЧ телекоммуникационных систем*. Киев, Украина: "Техніка", 1998, 109 с.
- [4] С. А. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design. 4-th edition*. John Wiley & Sons, Inc, 2016.
- [5] G. A. Deschamp, "Microstrip microwave antennas", in *Proc. of the Antenna Applications Symposium*, 1953.
- [6] S. A. Long, M. W. McAllister, and L. C. Shen, "The resonant cylindrical dielectric cavity antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. 31, pp. 406-412, May 1983.
- [7] Debatosh Guha, and Chandrakanta Kumar, "Microstrip Patch versus Dielectric Resonator Antenna bearing all commonly used feeds," *IEEE Antennas & Propagation Magazine*, pp. 45-55, 2016.
- [8] P. Bhartia, and I. Bahl, "A frequency agile microstrip antenna", in *Proc. of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Albuquerque, NM, USA, 1982, pp. 304-307.
- [9] C. X. Hao, B. Li, K. W. Leung, and X. Q. Sheng, "Frequency-tunable differentially fed rectangular dielectric resonator antennas," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 884–887, 2011.

- [10] D. H. Schaubert, F. G. Farrar, A. R. Sindoris, and S. T. Hayes, "Microstrip antennas with frequency agility and polarization diversity," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 29, pp.118-123, 1981.
- [11] S. Danesh, S. K. A. Rahim, M. Abedian, M. Khalily, and others, "Frequency Reconfigurable Rectangular Dielectric Resonator Antenna," *Antennas and wireless propagation letters*, vol. 12, pp. 1331-1334, 2013.
- [12] Farhan Abdul Ghaffar, Mohammad Vaseem, Langis Roy, and Atif Shamim, "Thero-ratical Study of Fully Printed Magnetically Tunable Reconfigurable Patch Antenna," in *Proc. of Indian Conference on Antennas and Propagation (InCAP)*, 2019.
- [13] A. N Farr, G. N. Blackie, and D. Williams, "Novel Techniques for Electronic Tuning of Dielectric Resonators," in *Proc. of 13th European Microwave Conference*, 1983, pp. 791-796.
- [14] Vahid Sathi, Nasrin Ehteshami, and Javad Nourinia, "Optically Tuned Frequency-Reconfigurable Microstrip Antenna," *Antennas and wireless propagation letters*, vol. 11, pp. 1018-1020, 2012.
- [15] R. H. Bube, *Photoconductivity of Solids*, John Wiley & Sons, 1967.
- [16] Yuriy Poplavko, Yuriy Prokopenko, and Vitaliy Molchanov, "Tunable dielectric microwave devices with electromechanical control", in *Passive microwave components and antennas*, In-Tech, 2010, p.367-382.
- [17] А. О. Волошин, Ю. В. Прокопенко, та В. А. Казміренко, "Частотно-перестроювана діелектрична резонансна антена", *патент на корисну модель №130905*, Гру. 26, 2018, бюл. № 24.
- [18] А. О. Волошин, Ю. В. Прокопенко, та В. А. Казміренко, "Частотно-перелаштовувана мікросмужкова антена", *патент на корисну модель №135152*, Черв. 25, 2019, бюл. № 12.
- [19] А. А. Волошин, Б. Б. Працюк, и Ю. В. Прокопенко, "Особенности реализации алгоритма простого сопряжения Bluetooth-устройств", *Электроника и связь*, №4(57), с. 192-197, 2010.

- [20] Б. Б. Працюк, А. А. Волошин, и Ю. В. Прокопенко, "Перестраиваемый кольцевой металлодиэлектрический резонатор", *Электроника и связь*, №3(56), с. 42-45, 2010.
- [21] A. Voloshyn, Yu. Prokopenko, "Alteration and radiation characteristics of frequency tunable ring DRA," *Electronics and communications*, vol. 19, no. 5(82), pp. 17-21, 2014.
- [22] А. А. Волошин, Н. А. Руда, Ю. В. Прокопенко, и Ю. М. Поплавко, "Частотно-перестраиваемая цилиндрическая диэлектрическая резонансная антенна, возбуждаемая волноводом", *Электроника и связь*, т. 19, № 6(83), с. 119-125, 2014.
- [23] А. А. Волошин, Н. А. Руда, Ю. В. Прокопенко, та Ю. М. Поплавко, "Исследование частотных характеристик перестраиваемой микрополосковой антенной структуры", *Электроника и связь*, №4(81), с. 15-22, 2014.
- [24] А. О. Волошин, А. С. Чернов, І. П. Голубєва, та інші, "Перелаштовуваний резонатор, як кінцеве навантаження мікросмушкової лінії", *Мікросистеми, Електроніка та Акустика*, № 4 (24), с. 6-12, 2019.
- [25] А. О. Волошин, А. С. Чернов, І. П. Голубєва, та інші, "Одновимірна неоднорідна діелектрична структура, як перелаштовуваний резонатор", *Мікросистеми, Електроніка та Акустика*, № 5 (25), с. 6-17, 2019. doi: 10.20535/2523-4455.2019.24.5.192449.
- [26] А. С. Чернов, А. О. Волошин, В. А. Казміренко та Ю. В. Прокопенко, "Метод розрахунку характеристик ТЕ типів коливань смужкових ліній", *Вісник університету "Україна". Серія: Інформатика, обчислювальна техніка та кібернетика*, № 1 (22), с. 57-67, 2019.
- [27] A. Voloshyn, and Yu. Prokopenko, "Frequency-tunable ring dielectric resonator antenna excited by waveguide", in *Proc. 34th International Scientific Conf. Electronics and nanotechnology*, Kyiv, 2014, pp. 58-61.
- [28] A. A. Voloshyn, Yu. V. Prokopenko, and Yu. M. Poplavko, "Tunable cylindrical dielectric resonator antenna: designs and parameters", in *Proc. 23rd Int. Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology*, Sevastopol, 2013, pp. 620-621.

- [29] А. А. Волошин, Н. А. Руда, Ю. В. Прокопенко, и Ю. М. Поплавко, "Антенные элементы на основе многослойных диэлектрических структур", на *XIII международной конф. Физика диэлектриков. Диэлектрики – 2014*, Санкт-Петербург, 2014, с. 162-165.
- [30] А. С. Чернов, А. О. Волошин, В. А. Казміренко, та Ю. В. Прокопенко, "Метод розрахунку характеристик ТЕ типів коливань смужкових ліній", на *міжнародному науково-технічному симпозіумі "Теоретичні та прикладні аспекти новітніх технологій інфокомунікацій"*, Вишків-Карпати-2019, с.Вишків Долинського району Івано-Франківської обл., 13 – 17 січня, 2019.
- [31] A. Voloshyn, I. Golubeva, V. Kazmirenko and Y. Prokopenko, "Frequency Tunable Spherical and Rectangular Dielectric Resonator Antennae with Waveguide Feed," in *Proc. 2020 IEEE 40th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kyiv, Ukraine, 2020, pp. 361-365.
- [32] Luk Kwai-Man, and Leung Kwok-Wa, *Dielectric Resonator Antenna*. Baldock, England: Research Studies Press Ltd., 2003, 388 p.
- [33] Teguh Firmansyah, Herudin, Fery Kurniawan, and Yus Rama Denny, "Multiband Microstrip Antenna Array with Slot and Array Method for GSM, WCDMA, and LTE", in *Proc. of International Conference on Broadband Communication, Wireless Sensors and Powering (BCWSP)*, Jakarta, Indonesia, 2017.
- [34] В. В. Смирнов, и В. П. Смолин, *Устройства СВЧ и антенны: учебное пособие*. Санкт-Петербург, Россия, 2003, 188 с.
- [35] Д. И. Воскресенский, В. Л. Гостюхин, В. М. Максимов, и Л. И. Пономарев, *Устройства СВЧ и антенны: Учебник для вузов*. Москва: Издательство "Радиотехника", 2006, 376 с.
- [36] В. А. Замотринский, и Л. И. Шангина, *Устройства СВЧ и антенны: учебное пособие. В 2-х частях. Часть 1: Устройства СВЧ*. Томск, Россия, 2003, 177 с.
- [37] Г. Г. Гошин, *Устройства СВЧ и антенны: Учебное пособие. В 2-х частях. Часть 2: Антенны*. Томск, Россия, 2003, 130 с.
- [38] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2005, 1047 p.

- [39] C. A. Balanis, *Modern Antenna Handbook*. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2008, 1680 p.
- [40] А. П. Пудовкин, Ю. Н. Панасюк, и А. А. Иванков, *Основы теории антенн: учебное пособие*. Тамбов, Россия: издательство ГОУ ВПО ТГТУ, 2011, 92 с.
- [41] H. A. Wheeler, "The Radiansphere around a Small Antenna", in *Proc. of the IRE*, 1959, vol. 47, pp. 1325-1331.
- [42] Yu-Wei Fan, Hui-Huang Zhong, Zhi-Qiang Li, Heng Zhou, and others, "A short dipole antenna", in *Proc. of 17th International Conference on High Power Particle Beams*, China, 2008, pp. 1-4.
- [43] R. Luebbers, L. Chen, T. Uno, and S. Adachi, "FDTD calculation of radiation patterns, impedance, and gain for a monopole antenna on a conducting box," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 40, no. 12, pp. 1577-1583, 1992.
- [44] S. H. Zainud-Deen, K. H. Awadalla, and H. A. Sharshar, "Analysis of normal mode helical antenna on finite ground plane", in *Proc. of Antennas and Propagation Society International Symposium*, 1995, pp. 1879-1882.
- [45] H. A. Wheeler, "Fundamental Limitations of Small Antennas", in *Proc. of the IRE*, 1947, vol. 35, no. 12, pp. 1479-1484.
- [46] К. Гупта, Р. Гардж, и Р. Чадха, *Машинное проектирование СВЧ устройств*. Москва, Россия: Радио и связь, 1987, 432 с.
- [47] И. Влах, и К. Сингхал, *Машинные методы анализа и проектирования электронных схем*. Москва, Россия: Радио и связь, 1988, 560 с.
- [48] H. Gutton, and G. Baissinot, "Flat aerial for ultra-high frequencies", *French Patent No. 703113*, 1955.
- [49] A. Petosa, S. Thirakoune, M. Zuliani, and A. Ittipiboon, "Comparison between planar arrays of perforated DRAs and microstrip patches", in *Proc. IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, 2005, vol. 2a, pp. 168-175.
- [50] Q. Lai, G. Almpanis, C. Fumeaux, H. Benedickter, and R. Vahldieck, "Comparison of the radiation efficiency for the dielectric resonator antenna and the microstrip antenna at Ka band," *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. 56, no. 11, pp. 3589-3592, Nov. 2008.

- [51] R. Chair, A. A. Kishk, K. F. Lee, and D. Kajfez, "Performance comparisons between dielectric resonator antennas and printed microstrip patch antennas at X-band," *Microwave J.*, vol. 49, pp. 90-104, Jan. 2006.
- [52] Vipul R. Kaushik, and R. Panchal Jagruti, "Dielectric resonator antenna and its design parameters - a review," *International Research Journal of Advanced Engineering and Science*, vol. 2, no. 4, pp. 128-133, 2017.
- [53] Pejman Rezaei, Mohammad Hakkak, and Keyvan Forooraghi, "Multi-Band Rectangular Dielectric Resonator Antenna with Crank-Shape Feed-Line", in *Proc. of 7th International Symposium on Antennas, Propagation & EM Theory*, 2006, pp. 1-4.
- [54] J. R. James, and P. S. Hall *Handbook of microstrip antennas*. England: Short Run Press Ltd., 1989, 1312 p.
- [55] S. Xiao, Z. Shao, Z. Wang, T. Zhou, and M. Fujise, "Design of LowProfile Microstrip Antenna with Enhanced Bandwidth and Reduced Size," *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. 54, no. 5, pp. 1594-1599, 2006.
- [56] Nibash Kumar Sahu, and Ashish Kumar Sharma, "The Investigation on Bandwidth Enhancement of Microstrip Slot Antennas", in *Proc. of International Conference on Wireless Communications, Signal Processing and Networking (WiSPNET)*, 2016, pp. 953-956.
- [57] R. K. Mongia, and A. Ittipiboon, "Theoretical and Experimental Investigations on Rectangular Dielectric Resonator Antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, no. 9, pp. 1348-1356, Sept. 1997.
- [58] A. Petosa, A. Ittipiboon, Y. M. M. Antar, D. Roscoe, and M. Cuhaci, "Recent Advances in Dielectric Resonator Antennas," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 40, no. 3, pp. 35-48, June 1998.
- [59] Joseph S. Colburn, and Yahya Rahmat-Samii, "Patch Antennas on Externally Perforated High Dielectric Constant Substrates," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 12, pp. 1785-1794, Dec. 1999.
- [60] K. Mehzabin, A. U. Reza, M. A. Islam and K. M. M. Haque, "Design and performance analysis of rectangular microstrip patch antenna (RMPA) based on 3

- different substrates at 2.5 GHz," in *Proc. of IEEE International Conference on Power, Control, Signals and Instrumentation Engineering (ICPCSI)*, 2017, pp. 141-145.
- [61] Bao-shan Yan, Lu Wang, Zhi-quan Luo, Dong-min Deng, and Li-ying Feng, "Dual-band Microstrip Antenna Fed by Coaxial Probe," in *Proc. of 11th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE)*, 2016, pp. 228-230.
- [62] Yu Xiang Sun, and Kwok Wa Leung, "Dual-Band and Wideband Dual-Polarized Cylindrical Dielectric Resonator Antennas," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Magazine*, vol. 12, pp. 384-387, March 2013.
- [63] Dr. John L. Volakis, *Antenna Engineering Handbook*. USA: The McGraw-Hill Companies, 2007, 1755 p.
- [64] D. L. Sengupta, "Resonant frequency of a tunable rectangular patch antenna," *Electron. Lett.*, vol. 20, pp. 614-615, 1984.
- [65] G. L. Lan, and D. L. Sengupta, "Tunable circular patch antennas," *Electron. Lett.*, vol. 21, pp. 1022-1023, 1985.
- [66] A. Petosa, R. K. Mongia, M. Cuhaci, and J. S. Wight, "Magnetically tunable ferrite resonator antenna," *Electron. Lett.*, vol. 30, no 13, pp. 1021-1022, 1994.
- [67] D. M. Pozar, and V. Sanchez, "Magnetic tuning of a microstrip antenna on a ferrite substrate," *Electron. Lett.*, vol. 24, no. 12, pp. 729-731, 1988.
- [68] I. H. Hasan *et al.*, "YIG Thick Film as Substrate Overlay for Bandwidth Enhancement of Microstrip Patch Antenna," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 32601-32611, 2018.
- [69] A. S. Daryoush, K. Bontzos, and P. R. Hercsfeld, "Optically tuned patch antenna for phased array applications," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, pp. 361-364, 1986.
- [70] Y. T. Lo, and W. F. Richards, "Theoretical and experimental investigations of a microstrip radiator with multiple linear lumped loads," *Electromagnetics*, vol. 3, pp. 371-385, 1983.
- [71] Ali Ayazi, Ali Motafakker-Fard, and Bahram Jalali, "Optically Tunable Silicon RF Antenna", in *Proc. of 21st Annual Meeting of the IEEE Lasers and Electro-Optics Society*, Acapulco, Mexico, 2008.

- [72] J. S. Dahele, K. F. Lee, and K. Y. Ho, "Mode characteristics of annular-ring and circular disc microstrip antennas with and without airgaps", in *Proc. of Antennas and Propagation Society International Symposium*, 1983, pp. 55-58.
- [73] K. F. Lee, K. Y. Ho, and J. S. Dahele, "Circular-disk microstrip antenna with an air gap," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol 32, pp. 880-884, 1984.
- [74] J. S. Dahele, and K. F. Lee, "Theory and experiment on microstrip antennas with airgaps", *IEE Proceedings H - Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 132, no. 7, pp. 455-460, 1985.
- [75] K. F. Lee, and J. S. Dahele, "The two-layered annular ring microstrip antenna," *Int. J. Electronics*, vol. 61, pp. 207-217, 1986.
- [76] Ravi Dutt Gupta, and Manoj Singh Parihar, "Bandwidth Reconfigurable Dielectric Resonator Antenna", in *Proc. of 2014 Loughborough Antennas and Propagation Conference (LAPC)*, 2014, pp. 473-475.
- [77] A. Petosa, and S. Thirakoune, "Frequency tunable rectangular dielectric resonator antenna", in *Proc. of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Charleston, SC, USA, 2009
- [78] A. Petosa, R. K. Mongia, M. Cuhaci, and J. S. Wight, "Magnetically tunable ferrite resonator antenna," *Electron. Lett.*, vol. 30, pp. 1021-1022, 1994.
- [79] P. R. Herczfled, A. S. Daryoush, U. M. Contarino, A. Rosen, and others, "Optically Controlled Microwave Devices and Circuits," in *Proc. of IEEE MTT-S International Symposium Digest*, St. Louis, 1985, pp. 211-214.
- [80] P. R. Herczfled, A. Darycush, C. D'Ascenz, M. Contarino, and others, "Optically Tuned and FM Modulated X-band Dielectric Resonator Oscillator", in *Proc. of the 14th European Microwave Conference*, Liege, 1984, pp. 268-273.
- [81] Z. Li, C. Wu, and J. Litva, "Adjustable frequency dielectric resonator antenna," *Electron. Lett.*, vol. 32, pp. 606-607, 1996.
- [82] G. Drossos, Z. Wu, and L. E. Davis, "The air gap effect on a microstrip-coupled cylindrical dielectric resonator antenna," *Microw. and Opt. Techn. Lett.*, vol. 20, pp. 36-40, 1999.

- [83] G. P. Junker, A. A. Kishk, A. W. Glisson, and D. Kajfez, "Effect of an air gap around the coaxial probe exciting a cylindrical dielectric resonator antenna," *Electron. Lett.*, vol. 30, pp. 177-178, 1994.
- [84] М. Е. Ильченко, В. Ф. Взятыхшев, Л. Г. Гассанов, и Ю. М. Безбородов, *Диэлектрические резонаторы*. Москва: Радио и связь, 1989, 328 с.
- [85] М. Е. Ильченко, и А. А. Трубин, *Электродинамика диэлектрических резонаторов*. Киев: Наукова думка, 2004, 265 с.
- [86] M. Belazzoug, S. Aidel, I. Messaoudene, B. Hammache, F. Chetouah, and Y. B. Chaouche, "A reconfigurable cylindrical dielectric resonator antenna for WiMAX/WLAN applications", in *Proc. of 12th International Conference on Innovations in Information Technology (IIT)*, Al-Ain, 2016, pp. 1-4. doi: 10.1109/INNOVATIONS.2016.7880018
- [87] O. Y. Buslov, et al., "Active integrated antenna based on planar dielectric resonator with tuning ferroelectric varactor", in *Proc. of 2007 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, Honolulu, HI, 2007, pp. 1201-1204. doi: 10.1109/MWSYM.2007.380382
- [88] I. V. Zavislyaka, M. A. Popova, E. D. Solovyovab, et al., "Dielectric-ferrite film heterostructures for magnetic field controlled resonance microwave components," *Materials Science and Engineering*, vol. 197, pp. 36-42, July 2015. doi:10.1016/j.mseb.2015.03.008
- [89] A. Ayazi, A. Motafakker-Fard, and B. Jalali, "Optically tunable silicon RF antenna", in *Proc. of 21st Annual Meeting of the IEEE Lasers and Electro-Optics Society*, Acapulco, 2008, pp. 83-84. doi: 10.1109/LEOS.2008.4688499
- [90] Y. Poplavko, Y. Prokopenko, V. Pashkov, V. Molchanov, I. Golubeva, V. Kazmirenko, and D. Shmigin, "Low loss microwave piezo-tunable devices", in *Proc. of the 36th European Microwave Conference*, Manchester, 10-15 Sept. 2006, pp.657-660. doi: 10.1109/EUMC.2006.281496.
- [91] A. Plihon, V. Fischer, F. D. D. Santos, and R. Gwoziecki, "Printed actuators made with electroactive polymers on flexible substrates", in *Proc. of 9th IEEE International*

- Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems (NEMS)*, Waikiki Beach, HI, 2014, pp. 68-71. doi: 10.1109/NEMS.2014.6908761.
- [92] F. Bedeschi *et al.*, "Piezoelectric actuators control unit", in *Proc. of IEEE Nuclear Science Symposium & Medical Imaging Conference*, Knoxville, TN, 2010, pp. 769-771. doi: 10.1109/NSSMIC.2010.5873862
- [93] D. Kajfez, A. Elsherbeni and A. Mokaddem, "Higher order modes in dielectric resonators," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 1996 Digest*, Baltimore, MD, USA, 1996, pp. 306-30.
- [94] J. Jin, *The Finite Element Method in Electromagnetics*, 2nd. ed. Wiley-IEEE Press, 2002, 780 p..
- [95] B. Pratsiuk, D. Tkachov, Y. Prokopenko, and Y. Poplavko, "Tunable dielectric resonator: design and parameters", in *Proc. of 20rd Int. Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo '2010)*, Sevastopol, 2010, pp. 655-656.
- [96] А. Д. Григорьев, *Электродинамика и техника СВЧ*. М.: Высш. шк., 1990.
- [97] Дж. Форсайт, М. Малькольм, К. Моулер, *Машинные методы математических вычислений*. М.: Мир, 1980, 279 с.
- [98] B. Pratsiuk, Y. Prokopenko, and Y. Poplavko, "Tunable Sphere and cubic dielectric resonator", in *Proc. of Microwave & Radar Week in Poland (MIKON)*, Wroclaw, 2008, vol. 2, p. 549-552.
- [99] Yu. V. Prokopenko, Yu. M. Poplavko, and V. I. Molchanov, "Electromechanically tunable dielectric microwave devices," *Telecommunication Science*, vol. 1, no. 1, pp.57-64, 2010.
- [100] М. Е. Ильченко, и Е. В. Кудинов, *Ферритовые и диэлектрические резонаторы СВЧ*. Киев: Изд. Киевского университета, 1973.
- [101] В. А. Каргин, *Энциклопедия полимеров*. М.: Советская Энциклопедия, 1974.
- [102] Ю. М. Поплавко, В. И. Молчанов, В. М. Пашков, Ю. В. Прокопенко, В. А. Казмиренко, И. П. Голубева, и Б. Б. Працюк, "Перестраиваемые СВЧ устройства с электромеханическим управлением", *Техника и приборы СВЧ*, №1, с. 49-59, 2009.

- [103] Y. Prokopenko, Y. Poplavko, V. Kazmirenko, and I. Golubeva, "Electromechanical control over effective permittivity used for microwave devices," *Dielectric Material, In-Tech.*, pp. 281-302, 2012. doi: 10.5772/2781
- [104] Y. Prokopenko, Y. Poplavko, Young Soo You, V. Molchanov, and D. Tatarchuk, "Bandpass and band-rejection filters with electrically controlled dielectric resonators," in *Proc. of 1997 Wireless Communications Conference*, Boulder, CO, USA, 1997, pp. 170-174. doi: 10.1109/WCC.1997.622272
- [105] P. Y. Serhienko, Y. V. Prokopenko, and Y. M. Poplavko, "Microwave microstrip resonators tuning without quality factor deterioration", *Visnyk NTUU KPI Seriia - Radiotekhnika Radioaparotobuduvannia*, no. 56, pp. 75-87, 2014.
- [106] M. Rammal, L. Huitema, A. Crunteanu, et al., "BST thin film capacitors integrated within a frequency tunable antenna", in *Proc. of 2016 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, 2016, pp. 44-47.
- [107] I. V. Zavislyaka, M. A. Popova, E. D. Solovyovab, et al., "Dielectric-ferrite film heterostructures for magnetic field controlled resonance microwave components," *Materials Science and Engineering*, vol. 197, pp. 36-42, July 2015.
- [108] Y. Poplavko, Y. Prokopenko, V. Molchanov, Y. Pashkov et al., "Tunable microwave devices with electromechanical control," *Microwave devices and engineering*, vol. 1, pp. 49-59, 2009.
- [109] Е. А. Цыба, И. П. Голубева, В. А. Казмиренко, и Ю. В. Прокопенко, "Комплексная эффективная диэлектрическая проницаемость микромеханически перестраиваемых микрополосковых линий", *Известия ВУЗов. Радиоэлектроника*, т. 61, № 2, с. 96-106, 2018.
- [110] П. Ю. Сергієнко, Ю. В. Прокопенко, та Ю. М. Поплавко, "Перелаштування мікросмушкових резонаторів НВЧ без погіршення добротності", *Вісник Національного технічного університету України «КПІ». Серія — Радіотехніка. Радіоапаротобудування*, №56, с. 75-87, 2014.
- [111] I. Golubeva, V. Kazmirenko, P. Sergiyenko, and Y. Prokopenko, "Effective permittivity in tunable microstrip and coplanar lines", in *Proc. of the XXXII International Scientific Conference ELNANO*, Kyiv, Ukraine, 2012, pp. 69-70.

- [112] Ю. В. Прокопенко, "Пределы управляемости диэлектрической неоднородности, расположенной между металлическими плоскостями", *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, №6, с. 16-20, 2012.
- [113] H. Pues, and A. Van de Capelle, "Accurate transmission-line model for the rectangular microstrip antenna," in *Proc. IEEE Proceedings H - Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 131, no. 6, pp. 334-340, 1984.
- [114] І. В. Трубаров, "Багатоелементні антени на циліндричних діелектричних резонаторах і смужкових лініях у випадку їх ортогональної взаємної орієнтації", *Вісник НТУУ "КПІ. Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування*, №47, с. 98-105. doi: 10.20535/RADAP.2011.47.98-105
- [115] S. K. Vasa, P. Vinod, P. Singuluri and D. R. Babu, "Design of cylindrical annular dielectric resonator antenna (CDRA)," *2016 International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT)*, Chennai, 2016, pp. 2092-2094.
- [116] А. А. Трубин, "Микроволновая антенна на основе линейной решетки связанных диэлектрических резонаторов в волноводе", *Вісник Національного технічного університету України «КПІ» Серія – Радіотехніка. Радіоапаратобудування*. № 38, ст. 78-83, 2009.
- [117] Borys Pratsiuk, Kostiantyn Savin, Pavlo Sergienko, and Yuriy Prokopenko, "Improving of dielectric resonator coupling with rectangular waveguide", in *Proc. of SPIE 8008, Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments*, 2011, 800811; doi: 10.1117/12.905184
- [118] Ахиезер А. И., и Ахиезер И. А., *Электромагнетизм и электромагнитные волны*. М. Высшая школа, 1985.
- [119] P. Y. Serhiienko, V. A. Kazmirenko, A. S. Chernov, and Y. V. Prokopenko, "Q-factor of tuned microstrip resonator," *Radioelectronics and Communications Systems*, vol. 59, no. 2. pp. 89-95, 2016. doi: 10.3103/S0735272716020060
- [120] J. Vandensande, H Pues, and A. Van de Capelle, "Calculation of the Bandwidth of Microstrip Resonator Antennas", in *Proc. of 1979 9th European Microwave Conference*, Brighton, UK, 1979, pp. 116-119. doi: 10.1109/EUMA.1979.332684

Memorandum of Understanding
between
TESCOM Co., Ltd.,
Republic of Korea
and
College of Electronics of
National Technical University of Ukraine
"Kyiv Polytechnic Institute",
Kyiv, Ukraine

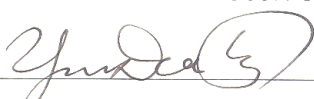
This agreement on the collaboration between TESCOM Co., Ltd. and College of Electronics of National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute" (hereinafter referred to as "NTUU KPI") is based on the common interests in research and education. The two institutions agree on the following items:

- To encourage the advance in research and developing of innovative, practical and cost-effective solutions for electronics and wireless industry;
- To exchange research information by offering seminars for researchers and students and by inviting the counterparts;
- To establish joint research projects and submitting joint grant applications;
- To exchange students, PhD students and academic staff for research stays, internship programs and industrial practice;
- Tescom Co., Ltd. supports College of Electronics of NTUU KPI by granting the equipment for education and research purposes;
- To establish in future joint research laboratory of Tescom Co., Ltd. at College of Electronics of NTUU KPI;
- To encourage students, PhD students and academic staff to take part in co-supervised degree thesis preparation.

The undersigned institutions do not have mutual financial obligations. The agreement is signed by both of parties hereto and comes into power starting from June 1st, 2012.

IN WITNESS WHEREOF, this Agreement is rendered in two copies in English, one copy to be retained each by TESCOM Co., Ltd. and "NTUU KPI".

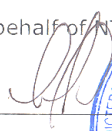
For and on behalf of TESCOM Co., Ltd.


 Dr. Young Dae Kim

Director of TESCOM Co., Ltd.

Date : 05 / 15 / 2012

For and on behalf of NTUU KPI


 Prof., Dr. Yuriy Yakimenko
 First Vice rector of NTUU "KPI"

Date : 20 / May / 2012





Measuring Instruments For Wireless Communications (Bluetooth . RFID . DMB . TEM Cell . Shield Box)


From: Admin part of Tescom Co. Ltd.
Document No: T-KA-140417-005
Issue date: 17, April, 2014

To: Voloshyn Anton,
National Technical University of
Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute",
Peremogy Ave., 37, Kyiv, Ukraine,
03056.
Tel.: +38044-454-90-68
Fax: +38044-241-76-63,
+38044-236-5150

Implementation certificate

This is to certify that Anton Voloshyn, a post-graduate student of National Technical University of Ukraine "Kiev Polytechnic Institute", has completed scientific probation at R&D Center of Tescom, Suite 928, UNITECHVIL Bldg., Baekseok-dong, Ilsan-gu, Kyungi-do, S. Korea [410-722]. The research topics were devoted to the investigation of frequency alteration techniques for dielectric resonator and microstrip antennas.

Results of this investigation were implemented in measurement platforms for testing of wireless communication systems as components of tunable frequency selective transceiver circuits.

TESCOM Co., Ltd.

Kyung Don Yu

경기도 고양시 일산동구 일산로 142
(주) 테 스 콤
대표이사 유 병 돈

Head Office : TESCOM Co., Ltd, #927 Unitechvil, Baekseok, Ilsandong, Gyeonggi, Korea [410-722]
Main number Tel: +82-31-920-6600 Fax: +82-31-920-6607
<http://www.tescom.co.kr> email: tescom@tescom.co.kr